
Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


BIBLIOTECA NAZIONALE VITTORIO EMANUELE
Periodici Italiani
993
ROMA












Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

NUM. 1 MARZO 1944

L'ELETTROTECNICA E ALTA FREQUENZA

PARTE TERZA

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA DI RADIOTECNICA
TELEFONIA
E ACUSTICA APPLICATA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A.F. XIII-1 MAR. 1944

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. XIII MARZO 1944 N. 1

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA

DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A. E. I. o S. I. F. . . » **40**
UN NUMERO SEPARATO . . . » **12**

ANNATE ARRETRATE: I (1932), **L. 30**; II (1933), III (1934); IV (1935), V (1936), VI (1937), **L. 40** CIASCUNA; LE SUCCESSIVE, **L. 50** CIASCUNA.

SOMMARIO

Summarische Uebersichten in deutscher Sprache
Résumés en langue française
English summaries

Vol. XIII Marzo 1944 N. 1

ALTA FREQUENZA



Generatori di oscillazioni.

Negli ultimi anni ha trovato sempre più estesa applicazione come generatore di frequenze acustiche, in sostituzione dell'oscillatore a battimenti, o di frequenze ancora più basse, un tipo di oscillatore, detto « a resistenza e capacità », il quale si distingue da quelli prima consueti per l'assenza di parametri induttivi, essendo la frequenza determinata da capacità e resistenze.

Tale dispositivo si può considerare come il punto estremo di una linea di evoluzione dell'oscillatore, secondo la quale, pur essendo meta una forma d'onda prossima alla sinusoidale, il circuito oscillatorio è andato gradatamente perdendo la posizione predominante che aveva in principio, ed è invece divenuta sempre più intima e delicata la funzione del tubo elettronico. Infatti, se si considera la maniera in cui, nei primi tempi della radiotecnica, venivano prodotte le onde smorzate, si vede che l'unico organo veramente essenziale era il circuito del quale si utilizzavano le oscillazioni libere, mentre erano d'importanza secondaria le caratteristiche del dispositivo che lo riforniva d'energia; operazione questa, che si effettuava in modo molto discontinuo, ad intervalli di tempo comprendenti parecchi periodi. Successivamente, con l'intervento del tubo elettronico, che rese possibile di ottenere oscillazioni persistenti, la maniera di compiere il rifornimento di energia assunse importanza maggiore; si trattava tuttavia ancora di coprire soltanto le piccole perdite causate da parametri dissipativi, non voluti e quindi per quanto possibile ridotti. In fine, col primo tipo di oscillatore a resistenza e capacità dovuto al van der Mark e al van der Pol, si è conseguito il risultato di generare oscillazioni sinusoidali addirittura mediante un circuito aperiodico, cioè incapace di dar luogo a oscillazioni libere; qui la funzione del tubo elettronico assume importanza ancora

maggiore che nel caso precedente, perchè esso deve rifornire di energia il circuito in maniera tanto efficace da sopperire alle perdite rilevanti e procurare, per così dire, il carattere oscillatorio.

Vari dispositivi sono stati ideati, aventi le stesse proprietà fondamentali di quello degli autori suddetti, ma meglio rispondenti agli scopi applicativi; l'ingegnere FRANCINI ne presenta ora uno, il quale richiede un solo tubo a transconduttanza differenziale negativa invece dei due o tre di tipo normale, che occorrono nelle disposizioni già note. Fra i risultati teorici ottenuti, sembra presentare particolare interesse il fatto, che il funzionamento di codesto oscillatore sia retto, anche in regime non lineare, da un'equazione uguale a quella dell'oscillatore normale, salvo il diverso significato e valore dei coefficienti. Sotto l'aspetto pratico appare notevole la semplicità costruttiva.

Oscillatori piezoelettrici.

Il fenomeno piezoelettrico, dal momento della sua scoperta ad oggi, ha trovato applicazioni non meno importanti che numerose, ed è facile profezia l'annunciare che altre ancora se ne presenteranno. Tra le molte già note, quella destinata a rendere stabile la frequenza di generatori di oscillazioni elettriche ha, forse più di ogni altra, portato ad approfondire la conoscenza del fenomeno. È appunto frutto di tali indagini, che si siano ottenuti elementi piezoelettrici costituiti da quarzo, la cui frequenza di risonanza meccanica è poco o niente influenzata da modificazioni anche notevoli del valore della temperatura.

Se ora si tiene presente che la stabilità di frequenza di un piezooscillatore è determinata da due fattori, e cioè il tubo elettronico, che insieme col relativo circuito elettrico costituisce il mezzo destinato a porre ed a mantenere in oscillazione il sistema, e l'elemento di quarzo, da cui essenzialmente dipende il valore base della frequenza generata, è logico che, dato il grado di perfezionamento conseguito per quest'ultimo fattore, si debba tendere a vieppiù migliorare le qualità intrinseche del primo.

Tale è l'indirizzo del contributo del professore PINCIROLI, che figura nel presente fascicolo, ove si è appunto inteso ad adeguare le caratteristiche del dispositivo elettronico, destinato a mantenere in vibrazione il quarzo, a quelle pregevoli raggiunte dal quarzo stesso.

Nei nuovi generatori, che si fondano su un principio diverso dai classici (del Pierce e derivati), l'elemento piezoelettrico è tenuto in oscil-

lazione da una resistenza negativa a comando di corrente, fornita da un tubo elettronico. Uno dei vantaggi fondamentali raggiunti per questa via, allo scopo del miglioramento della stabilità di frequenza, consiste nell'abolizione di quegli elementi che sono essenzialmente causa d'instabilità: il circuito oscillatorio e ogni altra capacità e induttanza complementare.

Pregio inoltre, che ha grande peso specie nel caso di certe apparecchiature destinate a funzionare ininterrottamente per un periodo di tempo valutabile in anni, come, ad esempio, i piezooscillatori dei così detti campioni primari di frequenza, è l'esiguo numero di elementi che entrano nel circuito. Evidentemente da ciò deriva una minor probabilità di disservizio.

Poichè in fine, nell'ipotesi che si disponga di un elemento di quarzo perfetto, le cause d'instabilità sono essenzialmente determinate dalle distorsioni di forma delle grandezze in giuoco, prodotte dalla non linearità delle caratteristiche del tubo elettronico, si tenga presente che codeste cause, d'altronde esistenti in qualsiasi altro tipo di piezooscillatore, possono essere contenute entro limiti ristretti con la scelta opportuna del punto di funzionamento.





La soluzione adottata ha già fornito buoni risultati, come documenta la parte sperimentale del lavoro. Da questa si può trarre anche un'efficace conferma delle particolarità di funzionamento, dedotte a priori attraverso lo studio del circuito equivalente, tra le quali merita rilievo la possibilità di far vibrare l'elemento di quarzo sulla frequenza di risonanza meccanica che gli è propria.

L'importanza del problema di adeguare la stabilità di un piezooscillatore a quella della frequenza propria di un moderno elemento di quarzo deve invogliare, com'è naturale e come d'altronde l'autore stesso si ripromette di fare, a svolgere prove di stabilità a lungo periodo ed altresì a verificare sperimentalmente l'attitudine dei piezooscillatori proposti a funzionare anche alle radiofrequenze più elevate.

Frequenza positiva e frequenza negativa.

I sistemi polifasi offrono, com'è noto, possibilità superiori, sotto diversi aspetti, a quelle offerte dai sistemi monofasi. Alcune di esse, riguardanti più specialmente la tecnica delle così dette correnti forti, sono in generale ben familiari agli elettrotecnici: tali, ad esempio, il modo di effettuare un trasferimento continuo — istante per istante —

di potenza, indipendentemente dalla presenza di organi atti ad immagazzinarla, il mezzo di stabilire univocamente il senso di rotazione di un motore, e così via. Altre caratteristiche, riguardanti più specialmente il campo delle correnti deboli, sono in generale meno note, presentandosi in queste più raramente la possibilità o l'opportunità di fare uso di sistemi polifasi. Alcune di esse offrono tuttavia, in determinati casi, un notevole interesse, e tra queste assume particolare importanza il fatto che, per i sistemi polifasi, è possibile attribuire un segno alla frequenza, in relazione col senso ciclico del sistema.

Questa proprietà potrebbe dedursi in modo intuitivo dall'esame del comportamento di macchine rotanti che funzionino, sia come generatori, sia come utilizzatori, sia infine come convertitori di frequenza. Un tal modo di procedere indurrebbe tuttavia a credere che le conclusioni trovate fossero semplicemente una conseguenza del particolare legame, stabilito dalle macchine suddette, tra un verso di rotazione ed un senso ciclico.

È invece notevole che, come viene minuziosamente discusso nell'articolo dell'ingegnere MADELLA che ora si pubblica, il legame fra il senso ciclico di un sistema polifase ed il segno della frequenza corrispondente si riveli nel comportamento dei dispositivi più vari, funzionanti secondo principi fisici tra loro distinti.

Appare pertanto lecito considerare un tale legame come una caratteristica intrinseca dei sistemi polifasi in generale, e ritenere pertanto questi come atti a determinare, a tutti gli effetti, il segno di una frequenza, che non può invece essere determinato da un semplice sistema monofase. Ciò permette fra l'altro di considerare secondo un modo di vedere unitario la necessità, che si presenta in vari casi di conversione di frequenza, di fare uso di sistemi polifasi, quando si voglia separare per via aperiodica la somma di due frequenze dalla loro differenza, quando si voglia tener conto del segno della differenza fra due frequenze, e così via.

LA REDAZIONE.

OSCILLATORE A RESISTENZA E CAPACITÀ

GIUSEPPE FRANCINI

Si esaminano brevemente i tipi esistenti di oscillatori sinoidali nei quali la frequenza è determinata esclusivamente da resistenze e capacità invece che da un circuito oscillatorio. L'uso di un tubo a transconduttanza negativa consente di ottenere un oscillatore assai semplice, che richiede un solo tubo invece di due o tre, come quelli già noti. Per tale apparecchio si scrive un'equazione, valida anche per il regime non lineare, che risulta analoga a quella relativa al normale oscillatore con circuito oscillatorio. Si stabiliscono i criteri di proporzionamento e si deducono i limiti di frequenza; si descrive infine un modello attuato secondo i principi esposti.



1. - Vari tipi di oscillatori a resistenza e capacità.

La possibilità di generare tensioni sinoidali per mezzo di circuiti comprendenti elementi reattivi di una sola specie, in particolare capacità, è stata rilevata da van der Mark e van der Pol (1) nel corso di studi sulle oscillazioni di rilasciamento. Da tali indagini è risultato che, mentre i multivibratori a due e, più in generale, a numero pari di stadi, producono tensioni del tipo a denti di sega, quelli a numero di stadi dispari sono atti a fornire tensioni sinoidali, naturalmente a condizione che l'ampiezza sia contenuta entro limiti sufficientemente ristretti (2).

La più semplice attuazione, costituita da tre stadi identici, è indicata schematicamente nella figura 1. Detta α l'amplificazione di tensione di uno stadio, l'amplificazione complessiva vale α^3 e quindi la ben nota condizione di innesco delle oscillazioni si scrive:

$$\alpha^3 = 1.$$

Supponendo grandissime rispetto a R, sia la resistenza interna del tubo,

(1) J. VAN DER MARK a. B. VAN DER POL: Physica, 1934, I, p. 437.

(2) Resta escluso il multivibratore a un solo stadio, costituito da un solo tubo con l'uscita accoppiata all'entrata attraverso un condensatore, il quale non dà luogo a oscillazioni.

sia la resistenza di griglia, si ottiene per α l'espressione approssimata:

$$\alpha = -\frac{g_m R}{1 + j\omega CR},$$

nella quale g_m è la transconduttanza. Dalle due relazioni scritte si ricava la pulsazione $\omega = \sqrt{3}/(RC)$ con la condizione $g_m R = 2$ (oppure maggiore di 2). L'amplificazione di ciascuno stadio risulta in modulo uguale a 1 e comprende un ritardo di fase di $2\pi/3$ sicchè le tensioni applicate alle tre griglie costituiscono un sistema trifase simmetrico e così pure le tensioni applicate alle tre placche.

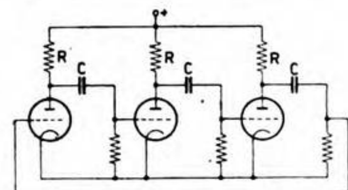


Fig. 1. — Schema dell'oscillatore di van der Mark e van der Pol.

Successivamente una diversa disposizione è stata ideata da H. H. Scott (3) e modificata da G. Willoner e F. Tihelka, che hanno introdotto un dispositivo stabilizzatore della tensione, e da altri (4). Lo schema di principio di un oscillatore di questo secondo tipo è riprodotto nella figura 2. Si distinguono in esso due parti: un amplificatore e un circuito selettivo. L'amplificatore deve essere tale da fornire una tensione di uscita in fase con la tensione di entrata entro tutto il campo di frequenza che interessa (ciò che gli autori citati ottenevano costituendolo di due stadi accoppiati a resistenza e capacità).

Nel seguito si indica con α_1 l'amplificazione di tensione a vuoto, che coincide con quella effettiva nell'ipotesi che l'impedenza del circuito selettivo sia molto grande rispetto a quella di uscita dell'amplificatore (triodo finale). Il circuito selettivo è costituito da due lati di un ponte di Wien. Le proprietà selettive del circuito derivano dal fatto che alle basse frequenze il crescere della reattanza di C_2 e alle alte frequenze il diminuire della reattanza di C_1 provocano un'attenuazione della tensione di uscita, dando luogo a un minimo dell'attenuazione per una frequenza determinata.

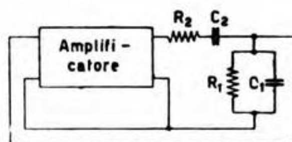


Fig. 2. — Schema di principio di un oscillatore del tipo di Scott.

L'amplificazione complessiva delle due parti dell'amplificatore risulta:

$$\frac{\alpha_1}{1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1} + j\omega C_1 R_2 + \frac{1}{j\omega C_2 R_1}}.$$

(3) H. H. Scott: Proc. I. R. E., 1938, XXVI, p. 226.
(4) G. Willoner u. F. Tihelka: A. T. M., 1941, 117, p. T44 (Z 42-4).
R. Gauger u. B. Berrang: T. F. T., 1941, XXX, p. 257.
W. Zeiser: E. N. T., 1942, XIX, p. 228.

Uguagliando tale espressione all'unità si ottiene la pulsazione:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}},$$

con la condizione: $\alpha_1 = 1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1}$.

La proprietà caratteristica dei due oscillatori esaminati è che la loro frequenza è determinata soltanto da resistenze e capacità, perciò si ritiene che si addica loro la denominazione «oscillatore a resistenza e capacità» che si userà nel seguito. È anche possibile, secondo le leggi della dualità elettrica, ideare oscillatori sinoidali la cui frequenza è determinata esclusivamente da resistenze e induttanze, ma ciò non sembra presentare interesse pratico, soprattutto per la difficoltà di ottenere induttanze sufficientemente pure.

Rispetto agli oscillatori normali, il tubo assume negli oscillatori a resistenza e capacità un'importanza molto maggiore. Infatti, mentre nei primi il circuito selettivo dà luogo a oscillazioni libere e il tubo ha soltanto il compito di rendere persistente un'oscillazione che altrimenti sarebbe smorzata, nei secondi il circuito selettivo è di per sè aperiodico e la possibilità di avere oscillazioni compare soltanto per la presenza del tubo.

Nel sèguito si prende in esame un oscillatore che rientra nella stessa categoria di quello di Scott, ma ne differisce per essere l'amplificatore attuato con un solo tubo del tipo a transconduttanza differenziale negativa: lo stesso schema, con un esodo AH 1 anzichè con un tubo pentagriglia, è stato pubblicato da R. Golicke (5). La maggiore semplicità di queste disposizioni, oltre a essere vantaggiosa dal punto di vista costruttivo, consente di effettuare lo studio dell'oscillatore, anche in regime non lineare, senza complicazioni eccessive. È così possibile effettuare il confronto col normale oscillatore a induttanza e capacità.



2. - Principio di funzionamento.

L'oscillatore studiato comprende un tubo pentagriglia che funziona come amplificatore a transconduttanza negativa (6) e un circuito selettivo analogo a quello dell'oscillatore di Scott. Lo schema è riprodotto nella figura 3. Considerando per ora componenti variabili delle tensioni e delle correnti così piccole da ritenere valido il regime lineare, la variazione della corrente della seconda griglia si può scrivere:

$$[1] \qquad i_2 = g_{22} v_2 + g_{24} v_4 .$$

(5) R. GOLICKE: E. N. T., 1939, XVI, p. 286.
(6) G. FRANCINI: A. F., 1942, XI, p. 369.

Con g_{22} si è indicata la conduttanza propria della seconda griglia, con g_{24} la transconduttanza fra seconda e quarta griglia, essenzialmente negativa (cioè $g_{24} = -|g_{24}|$).

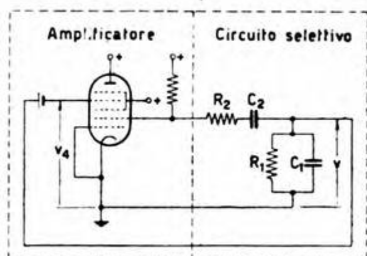


Fig. 3. — Schema di un oscillatore a resistenza e capacità utilizzante un tubo a transconduttanza differenziale negativa.

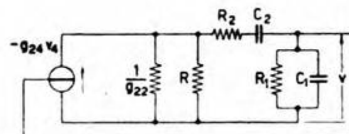


Fig. 4. — Schema equivalente dell'oscillatore rappresentato nella figura 3; il generatore ideale di corrente costante è rappresentato con un simbolo che richiama la resistenza interna infinita (circuito aperto).

Lo schema equivalente dell'oscillatore è riportato nella figura 4; in esso il tubo è rappresentato mediante un generatore ideale di corrente con in parallelo una resistenza $1/g_{22}$. La resistenza $1/g_{22}$ e la R possono essere sostituite da un'unica resistenza:

$$[2] \qquad r = \frac{R}{1 + g_{22} R},$$

il generatore ideale di corrente può essere sostituito, mediante una nota trasformazione, da un generatore ideale di tensione; si ottiene per questa via lo schema della figura 5.

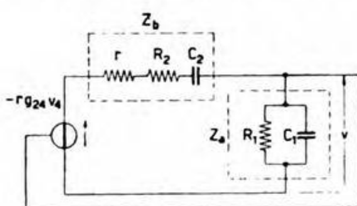


Fig. 5. — Schema equivalente, semplificato, dell'oscillatore rappresentato nella figura 3; il generatore ideale di tensione costante è rappresentato con un simbolo che richiama la resistenza interna nulla (corto circuito).

Esso risulta molto simile allo schema equivalente di uno stadio di amplificazione intermedia a resistenza e capacità, a parte la presenza del canale reattivo. Infatti $R_2 + r$ corrisponde alla resistenza interna del primo tubo, C_2 alla capacità di accoppiamento, R_1 e C_1 alla resistenza di griglia e alla capacità di entrata del secondo tubo. È noto che un tale stadio di amplificazione può essere paragonato a uno stadio a circuito oscillatorio (7); si comprende perciò fin d'ora come l'oscillatore in esame possa equivalere a uno con circuito oscillatorio. L'analogia sarà ripresa in seguito in maniera più generale.

(7) D. G. C. Luck: Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 1401.

Effettuando il calcolo dell'amplificazione complessiva si ottiene:

$$[3]\quad v = \frac{-r\, g_{24}\, v_4}{1 + \dfrac{Z_b}{Z_a}} = \frac{-r\, g_{24}\, v_4}{1 + \left(\dfrac{1}{R_1} + j\,\omega\, C_1\right)\left(R_2 + r + \dfrac{1}{j\,\omega\, C_2}\right)} =$$

$$= -\frac{F}{1 + Q\left(\dfrac{j\,\omega}{\omega_0} + \dfrac{\omega_0}{j\,\omega}\right)}\, g_{24}\, v_4\,,$$

avendo posto:

$$[4]\qquad F = \frac{r}{1 + \dfrac{R_2 + r}{R_1} + \dfrac{C_1}{C_2}}\,, \quad Q = \frac{\sqrt{\dfrac{C_1\,(R_2 + r)}{C_2\, R_1}}}{1 + \dfrac{R_2 + r}{R_1} + \dfrac{C_1}{C_2}}\,,$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1\, C_2\, R_1\,(R_2 + r)}}\,.$$

Perchè avvenga l'innesco deve essere $v = v_4$, da cui si ricava la condizione di innesco:

$$[5]\qquad -F g_{24} = 1 \qquad (\text{oppure} > 1)$$

e la pulsazione:

$$[6]\qquad \omega = \omega_0\,.$$

Siccome F è positivo, la [5] può essere soddisfatta soltanto se g_{24} è negativa.

3. - Regime non lineare.

Mentre per la determinazione della condizione di innesco è sufficiente considerare caratteristiche del tubo lineari, l'ampiezza dell'oscillazione dipende essenzialmente dalla non linearità e anche la frequenza, che si ricava in prima approssimazione dalla [6], risulta variata a causa della distorsione.

Per tener conto della curvatura delle caratteristiche, invece di ricorrere all'espressione di i_2 come serie di potenze di v_2 e di v_4, la quale, essendo troppo generica, non condurrebbe a risultati concreti, si può assumere la forma:

$$[7]\qquad i_2 = g_{22}\, v_2 + f(v_4)\,,$$

valida, con buona approssimazione, per i tubi a transconduttanza nega-



tiva (8). In essa la conduttanza della seconda griglia è supposta costante e la non linearità è dovuta interamente alla funzione $f(v_4)$.

Con questa nuova ipotesi sono ancora validi gli schemi delle figure 4 e 5 e la formula [3] quando si sostituisca $f(v_4)$ al posto di $g_{24}\, v_4$. Dalla stessa formula, ponendo $v_4 = v$, sostituendo a $j\omega$ l'operatore $\frac{d}{dt}$ (che si può trattare come un simbolo algebrico finchè opera su una funzione lineare di v) e riducendo i due membri allo stesso denominatore si ha:

$$v + Q\left(\frac{1}{\omega_0}\,\frac{dv}{dt} + \omega_0\int v dt\right) = -F\,f\,(v)\;.$$

Introducendo la nuova variabile $x = \omega_0\, t$, derivando rispetto a essa una volta e ordinando si ottiene:

$$[8] \qquad \frac{d^2 v}{d\,x^2} + \frac{1 + F\,f'\,(v)}{Q} \cdot \frac{d\,v}{d\,x} + v = O\;.$$

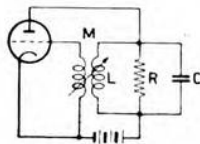


Fig. 6. — Schema di un oscillatore a circuito oscillatorio con elementi in parallelo.

L'equazione [8] è ben nota come equazione dell'oscillatore a reazione con un solo circuito accordato il cui schema è riprodotto nella figura 6. Se le perdite sono conglobate nella resistenza R e per la corrente anodica si assume l'espressione:

$$[9] \qquad i_a = f\left(\frac{v_a}{\mu} + v_g\right),$$

i coefficienti che intervengono nella relativa equazione, formalmente identica alla [8], sono dati da:

$$[10] \qquad F = R\left(\frac{M}{L} + \frac{1}{\mu}\right), \quad Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}\,, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C\,L}}\;.$$

La stessa equazione vale infine per un oscillatore ottenuto collegando un circuito oscillatorio a elementi in parallelo, come quello della figura 5, con un bipolo a resistenza differenziale negativa, di caratteristica data dall'equazione $i = f(v)$. In tal caso Q e ω_0 sono ancora dati dalla seconda e dalla terza delle [10] mentre F vale semplicemente R.

Mentre per il terzo oscillatore non è necessario fare ipotesi particolari sulla forma delle caratteristiche del tubo, per il primo e per il secondo si sono introdotte condizioni semplificative che consentono di tenere conto della non linearità mediante una sola curva invece di una famiglia di curve; precisamente per l'oscillatore a resistenza e capa-

(8) Loc. cit. nota (6).

cità si è ammessa la costanza della resistenza interna, secondo l'equazione [7] nella quale la distorsione dipende soltanto dalla funzione $f(v_4)$, per l'oscillatore con circuito oscillatorio si è ammessa la costanza del coefficiente di amplificazione assumendo per la corrente anodica l'espressione [9] nella quale la distorsione dipende soltanto dalla funzione f della variabile $v_a/\mu + v_g$.

Ritornando all'equazione [8], sarebbe interessante poterla risolvere e determinare le condizioni che dànno la massima costanza della frequenza e dell'ampiezza della tensione generata. Una soluzione è stata ottenuta per mezzo di calcoli laboriosi ([9]) rappresentando la $f(v)$ per mezzo del suo sviluppo in serie di potenze di v: $a + bv + cv^2 + \dots$. La v risulta sotto forma di sviluppo in serie di Fourier con argomento che tende a x quanto più l'ampiezza dell'oscillazione è piccola. I coefficienti dei singoli termini risultano funzioni di $a, b, c, \dots$ troppo complicate per consentire deduzioni di effettivo valore pratico. Formule semplici sono state ricavate limitando lo sviluppo in serie al termine di terzo grado e facendo uguale a zero il termine di secondo grado; la prima ipotesi appare lecita se l'ampiezza della tensione è sufficientemente piccola, la seconda se il tubo lavora, come si cerca di ottenere, nel punto di flesso della $f(v)$. Nel caso attuale però si è riscontrato che il termine di secondo grado non può essere trascurato rispetto a quello di terzo. Infatti, anche scegliendo accuratamente il punto di flesso, interrotto il cammino reattivo e applicata alla quarta griglia una tensione sinoidale, si ottiene alla seconda griglia una tensione nella quale seconda e terza armonica sono dello stesso ordine di grandezza. Soltanto per tensioni molto più piccole di quelle che intervengono nel funzionamento come oscillatore e per una scelta estremamente critica del punto di funzionamento la seconda armonica diventa trascurabile rispetto alla terza.

In conclusione, dei risultati che si ottengono dallo studio dell'equazione [8] con le ipotesi semplificative accennate risulta confermato dall'esperienza soltanto il senso nel quale agiscono variazioni di F e di Q. Un incremento di F (che può essere ottenuto, per esempio, costituendo la R_1 con un potenziometro al cui cursore si collega la quarta griglia) fa aumentare la costanza dell'ampiezza e diminuire quella della frequenza. Ambedue le costanze aumentano insieme col crescere di Q.



4. - Esame dei parametri dell'equazione dell'oscillatore.

Nell'equazione dell'oscillatore la composizione del circuito interviene attraverso i parametri F, Q e ω_0: il primo interessa essenzialmente la condizione di innesco, il secondo la costanza della tensione generata, il terzo ne determina la frequenza. Dal loro esame si deducono i criteri da seguire nel progetto dell'oscillatore. Per facilitare tale esame conviene

---

([9]) E. V. APPLETON a. W. M. H. GREAVES: Phil. Mag., 1923, XLV, p. 401.

trasformare le [4] introducendo le notazioni $k_r = (R_2 + r)/R_1$, $k_c = C_1/C_2$, ottenendo:

$$[11] \quad F = \frac{r}{1 + k_r + k_c}, \quad Q = \frac{\sqrt{k_r\, k_c}}{1 + k_r + k_c}, \quad \omega_0 = \frac{\sqrt{k_r\, k_c}}{C_1\,(R_2 + r)}.$$

Dalla terza equazione si vede che per variare la frequenza si può agire su C_1, su $R_2 + r$, su k_r o su k_c. Appare conveniente, volendo attuare un oscillatore a frequenza variabile, effettuare la variazione lasciando inalterati k_r e k_c perchè in tale maniera rimangono costanti F e Q e quindi il comportamento dell'oscillatore. Normalmente riesce più comodo agire su un condensatore piuttosto che su una resistenza e perciò conviene fare C_1 variabile; perchè k_c si mantenga costante, C_2 dovrà variare proporzionalmente a C_1.

Per ottenere la massima costanza della tensione generata si devono scegliere k_r e k_c in modo che Q assuma il massimo valore. Uguagliando a zero la derivata della seconda delle [11] rispetto a k_r si ottiene la relazione:

$$[12] \qquad k_r = 1 + k_c .$$

Siccome, sia per k_r tendente a infinito, sia per k_r tendente a zero, Q si annulla, la [12] corrisponde effettivamente a un massimo. Con tale condizione si ha:

$$[13] \qquad Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{k_c}{1 + k_c}} .$$

Secondo la [13] Q è crescente con k_c e tende a $1/2$ quando k_c tende all'infinito. Che il massimo valore di Q sia $1/2$ corrisponde al fatto che il circuito è aperiodico [10]. Poichè il massimo non è molto pronunciato conviene in pratica fare $k_c = 1$, $k_r = 2$ e quindi $Q = 0{,}354$ (con $k_c = 1$, $k_r = 1$ si avrebbe $Q = 0{,}333$).

Per la simmetria della seconda delle [11] in k_c e k_r, si ottiene un'altra condizione di massimo scambiando nelle [12] e [13] k_r con k_c.

La scelta di un valore abbastanza elevato per k_r è consigliata dalle ragioni che seguono. La costanza della frequenza dipende evidentemente, ancora più che da Q, dalla costanza dei termini che fanno parte della terza delle [4]. Tra essi appare particolarmente incostante la r, che dipende dal tubo. Mettendo a fattore $\dfrac{1}{\sqrt{1 + r/R_2}}$ si vede che l'effetto di eventuali variazioni di r è tanto più ridotto quanto più grande è R_2 e quindi k_r. Così pure per ridurre l'effetto delle variazioni dell'impedenza finita di griglia r_g (che risulta in parallelo a R_1 e di cui si può tener conto

(10) È tuttavia possibile aumentare artificialmente il valore di Q con le note disposizioni a reazione negativa, già applicate da Scott all'oscillatore in questione.

moltiplicando l'espressione di ω_0 per $\frac{1}{\sqrt{1 + R_1/r_g}}$ conviene fare R_1 piccola, e quindi ancora k_r grande.

Un'ulteriore limitazione al valore di Q è posta dalla condizione di innesco: $F \mid g_{24} \mid = 1$, cioè, secondo la prima delle [11]: $r \mid g_{24} \mid = 1 + k_r + k_c$. Tenendo conto di questa relazione, Q assume la forma:

$$Q = \frac{\sqrt{k_c \left(r \mid g_{24} \mid - 1 - k_c\right)}}{r \mid g_{24} \mid},$$

che è massima per $k_c = \frac{r \mid g_{24} \mid - 1}{2} = k_r$ e diventa:

$$Q = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{1}{r \mid g_{24} \mid}\right).$$

Dato che $r \mid g_{24} \mid$ supera facilmente 10, la condizione non è sensibilmente restrittiva rispetto a quella già trovata.

5. - Limiti di frequenza.

a) Limite superiore di frequenza. — Secondo la terza delle [4] la frequenza cresce al diminuire di R_1, $R_2 + r$, C_1, C_2. La più alta frequenza ottenibile dall'oscillatore corrisponde ai valori minimi di tali parametri per i quali, in relazione con le proprietà del tubo, è soddisfatta la condizione di innesco delle oscillazioni.

C_1 e $R_2 + r$ possono essere di valore quanto più piccolo possibile senza che la condizione di innesco introduca limitazioni. Infatti al diminuire di essi la frequenza aumenta insieme a $F \mid g_{24} \mid$ e quindi alla facilità d'innesco. Il minimo valore di C_1 è semplicemente dato dalla capacità di entrata C_e; il minimo valore attuabile per $R_2 + r$ si ha non mettendo la R_2 e vale r.

Per R_1 e C_2 non si può scegliere immediatamente il valore più opportuno perchè la loro diminuzione causa un aumento della frequenza ma anche una diminuzione di $F \mid g_{24} \mid$. Per ricavare il valore ottimo si introducono le condizioni già dedotte per C_1 e $R_2 + r$ nella terza delle [11] che assume la forma:

[14] $$\omega_0 = \frac{\sqrt{k_r k_c}}{C_e r}.$$

Di qui, tenendo conto del fatto che alla massima frequenza raggiungibile dev'essere esattamente soddisfatta la condizione di innesco: $\frac{r \mid g_{24} \mid}{1 + k_r + k_c} = 1$, si ha:

[15] $$\omega_0 = \frac{\sqrt{k_c \left(r \mid g_{24} \mid - 1 - k_c\right)}}{C_e r}.$$



La ω_0 risulta massima per $k_r = \frac{r\,|g_{24}| - 1}{2} = k_c$ e vale:

$$\omega_{0\,\max} = \frac{|g_{24}| - \frac{1}{r}}{2\,C_e}\,. \qquad [16]$$

Eseguendo il calcolo del valore ottimo di k_c con la formula data sopra si ottiene in pratica per C_2 un valore molto minore di C_1. Ma anche C_2 ha un limite inferiore, determinato dalle capacità interelettrodiche, che è normalmente dello stesso ordine di grandezza di C_1. Se conseguentemente si sopprime del tutto il condensatore di accoppiamento esterno, affidando l'accoppiamento stesso alle capacità interelettrodiche, di risultante C_m, la [15] dà senz'altro la frequenza massima quando si intenda k_c come una costante: $k_c = C_e/C_m$. Lo schema dell'oscillatore diventa semplicissimo, essendo eliminati C_1, C_2, R_2.

Per tubi esistenti in commercio si deducono frequenze massime dell'ordine dei megahertz. Per un tubo del tipo 6A8GT si sono ottenute sperimentalmente, in accordo col calcolo effettuato secondo la [15], frequenze fino a 2 MHz ([11]).

b) Limite inferiore di frequenza. — Il limite inferiore di frequenza dipende dai valori massimi consentiti per le resistenze R_1, R_2 e per le capacità C_1, C_2.

Conviene scegliere R_1 quanto più grande possibile perchè un suo aumento abbassa la frequenza e insieme aumenta la facilità dell'innesco; tuttavia il valore massimo è fissato dalla corrente di griglia ed è di qualche megaohm.

Senza creare particolari esigenze per l'isolamento, R_2 può raggiungere valori dell'ordine della diecina di megaohm; valori molto maggiori di R_1 sono esclusi per la condizione di innesco.

A C_1 e C_2 è posto un limite dalle perdite, le quali, quando assumessero valori dello stesso ordine di grandezza di quelli di R_1 e R_2, potrebbero provocare lo spengimento delle oscillazioni (per esempio la perdita del condensatore C_1 equivale a una resistenza in parallelo a R_1, il valore risultante della resistenza fra griglia di comando e catodo risulta diminuito e conseguentemente risulta diminuito F). C_1 è anche limitato dalla condizione di innesco.

Il calcolo della frequenza minima potrebbe essere eseguito introducendo gli angoli di perdita dei due condensatori; presenterebbe però scarso interesse perchè le frequenze minime sono estremamente basse e non trovano pratica applicazione. È facile ottenere tensioni sinoidali la cui frequenza è una frazione di hertz.

([11]) Per esempio per un tubo 6A8GT si è misurato: $C_e = 11{,}5\ \mu\mu F$; $C_m = 6{,}1\ \mu\mu F$; $g_{22} = 7 \cdot 10^{-6}$ A/V; $g_{24} = 800 \cdot 10^{-6}$ A/V. Per un carico anodico di 0,1 MΩ si calcola $r = 60$ kΩ e quindi dalla [15] la frequenza massima $\omega_{0\,\max}/2\pi = 2{,}1$ MHz, in accordo con l'esperienza.

6. - Confronto con l'oscillatore con circuito oscillatorio.

Le possibilità di applicazione dell'oscillatore a resistenza e capacità appaiono da un confronto con l'oscillatore normale, confronto che può essere effettuato sotto l'aspetto della generazione, sia di una frequenza fissa, sia di una frequenza da poter variare entro un determinato campo.

Nel primo dei due casi è di regola preferibile l'oscillatore con circuito oscillatorio il quale consente di adottare elementi tali che le perdite siano dovute preminentemente alla resistenza R_s della bobina (com'è il caso alle frequenze basse) e perciò con un valore di $\omega L/R_s$ molto elevato, onde consegue maggiore costanza di frequenza e di ampiezza. Il vantaggio però tende a scomparire al diminuire della frequenza perchè, mentre con l'oscillatore a resistenza e capacità si può ottenere un valore di Q prossimo a 0,5 indipendentemente dalla frequenza, per il circuito oscillatorio $\omega L/R_s$ diminuisce con la frequenza (un confronto esatto non si può fare in maniera semplice, perchè la formula riportata vale soltanto per $\omega \gg R_s/L$). D'altra parte stanno a sfavore del circuito oscillatorio le sue dimensioni rapidamente crescenti per frequenze basse. Si può ritenere che l'oscillatore a resistenza e capacità sia preferibile soltanto per frequenze molto basse, inferiori alle diecine di hertz. L'uso di dispositivi a reazione positiva e negativa, per migliorare il coefficiente di risonanza dell'oscillatore a resistenza e capacità, richiedendo un aumento dell'amplificazione e quindi del numero dei tubi, non altera molto le considerazioni fatte sopra.

Nel caso che si debba coprire con continuità un determinato campo di frequenze (acustiche), l'oscillatore a resistenza e capacità risulta preferibile per diversi motivi.

Tenuto presente che il valore della capacità, la quale viene attuata mediante un condensatore variabile, risulta limitato in base all'ingombro, per raggiungere frequenze acustiche, anche non molto basse, l'oscillatore a circuito oscillatorio richiede, in base alla formula approssimata $\omega^2 LC = 1$, induttanze di valore elevato o addirittura proibitivo [12].

Nell'oscillatore a circuito oscillatorio il rapporto delle frequenze estreme del campo ricoperto senza necessità di commutare l'induttanza è uguale alla radice quadrata del rapporto fra le capacità massima e minima del condensatore variabile. Nell'oscillatore a resistenza e capacità, secondo la terza delle [11], assunto k_c costante, cioè variando contemporaneamente e con legge uguale C_1 e C_2, il rapporto fra le frequenze estreme della gamma è uguale al rapporto fra la massima e la minima capacità dei due condensatori variabili. Se, per esempio, tale rapporto è 10, l'oscillatore a resistenza e capacità ricopre un campo di frequenza

[12] Per esempio per ottenere una frequenza di 50 Hz con un condensatore variabile della capacità massima di 1000 μμF occorrerebbe un'induttanza di 10 000 H. Per ottenere la stessa frequenza con un oscillatore a resistenza e capacità che utilizzi un condensatore doppio di capacità 500 + 500 μμF si può scegliere $R_1 = 4,5$ MΩ, $R_2 = 9$ MΩ, valori attuabili senza difficoltà.

3,3 volte maggiore di quello dell'oscillatore a resistenza e capacità.

Se la frequenza dell'oscillatore a resistenza e capacità viene variata agendo contemporaneamente su C_1 e C_2 con la stessa legge, in modo da mantenere k_c costante, dalle [11] risulta che restano costanti anche Q e F, cioè il comportamento è lo stesso per tutte le frequenze. Nell'oscillatore a circuito oscillatorio invece le grandezze analoghe $\frac{\omega L}{R_s}$ e $\frac{\omega^2 L^2}{R_s}\left(\frac{1}{\mu} + \frac{M}{L}\right)$ variano rispettivamente con la frequenza e col quadrato della frequenza.

7. - Possibilità di applicazione.

In conclusione, l'oscillatore a resistenza e capacità, pur potendo funzionare anche a frequenze assai elevate, appare particolarmente adatto per la generazione di frequenze acustiche. Specialmente notevole sembra la possibilità di utilizzarlo in luogo del generatore a battimenti. Quest'ultimo infatti non è privo di inconvenienti: la frequenza utile è ottenuta come differenza di altre due e quindi risente percentualmente tanto più le loro inevitabili variazioni quanto più essa è bassa; l'apparecchio risulta abbastanza complicato comprendendo due oscillatori, uno stadio modulatore (che richiede cure particolari) e un amplificatore di tensione (essendo la tensione che esce dal modulatore troppo piccola per la maggior parte degli usi) oltre un eventuale stadio di potenza.

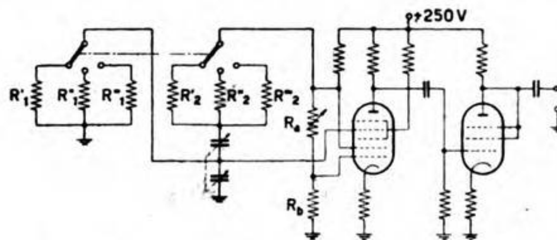


Fig. 7. — Schema di un oscillatore a resistenza e capacità atto a generare una frequenza variabile con continuità da 25 a 25 000 Hz.

Con l'oscillatore a resistenza e capacità la frequenza generata risulta assai stabile. L'ampiezza risente le variazioni delle tensioni di alimentazione; perciò è opportuno che esse siano stabilizzate. Aumentando la reazione si potrebbe aumentare la costanza dell'ampiezza a scapito di quella della frequenza, ma oltre un certo limite la distorsione assumerebbe valori inaccettabili.

Nella figura 7 è rappresentato lo schema di un oscillatore atto a funzionare per frequenze comprese fra 25 e 25 000 Hz, suddivise in tre campi: 25-250, 250-2500, 2500-25 000; si passa dall'uno all'altro mediante commutazione delle resistenze R_1, R_2. Tra la seconda e la prima griglia è stabilito un circuito reattivo di senso tale da tendere a smorzare le

oscillazioni; regolando la resistenza R_a è possibile variarne l'ampiezza. Se la resistenza R_b è funzione crescente della tensione applicata (per esempio una resistenza di ferro in atmosfera di idrogeno) si ottiene la stabilizzazione dell'ampiezza secondo un meccanismo evidente (si potrebbe anche usare una resistenza funzione decrescente della tensione al posto di R_a e regolare l'ampiezza agendo su R_b) (13). La tensione utile viene prelevata dall'anodo invece che dalla seconda griglia allo scopo di avere una maggiore separazione dal circuito selettivo; si può contemporaneamente ottenere, scegliendo opportunamente le resistenze di carico, una leggera amplificazione della tensione. L'apparecchio comprende, oltre lo stadio oscillatore, uno stadio separatore. Su un oscillatore attuato secondo lo schema riportato sono state eseguite esperienze allo scopo di determinare le caratteristiche complessive di funzionamento.

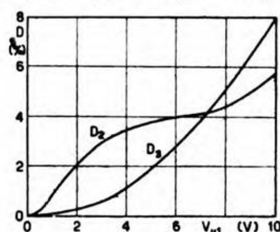


Fig. 8. — Andamento della distorsione di seconda e terza armonica della tensione prelevata dall'anodo del tubo oscillatore, in funzione dell'ampiezza V_{u1} della componente fondamentale della tensione stessa.

Nella figura 8 è riprodotto l'andamento della seconda e terza armonica in funzione della componente fondamentale della tensione per frequenza di 1000 Hz. L'ampiezza veniva regolata agendo sulla resistenza R_a. Il comportamento per frequenze diverse è sensibilmente analogo. La tensione era prelevata all'anodo del tubo oscillatore.

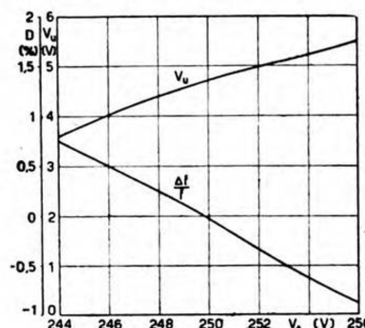


Fig. 9. — Andamento dell'ampiezza e della variazione percentuale della frequenza della tensione generata, in funzione della tensione di alimentazione anodica.

Nella figura 9 è riprodotto l'andamento dell'ampiezza della tensione e dello scarto percentuale di frequenza rispetto a 1000 Hz, in funzione della tensione di alimentazione anodica.

Variando la tensione di filamento di ± 2 % la tensione è variata di ± 6 % intorno al valore 5 V e la frequenza di $\pm 0,5$ % intorno al valore 1000 Hz. I valori sono stati ottenuti senza stabilizzazione, attuando R_b con una resistenza costante.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

(13) W. ZEISER: loc. cit. nota (4).

PIEZOOSCILLATORI A RESISTENZA NEGATIVA

ANDREA PINCIROLI

Si propongono nuovi piezooscillatori, su un principio notevolmente diverso da quello di Pierce e dei derivati, in cui l'elemento di quarzo piezoelettrico è mantenuto in oscillazione da una resistenza negativa a comando di corrente fornita da un tubo elettronico. Il circuito elettrico è semplicemente costituito dalla resistenza negativa (tubo elettronico) e dal risonatore (quarzo); una notevole parte delle cause di perturbazione della stabilità di frequenza risulta così eliminata, giacchè vengono ad essere aboliti, sia il circuito oscillatorio, sia ogni altra capacità e induttanza complementare.

Si mostra come, proporzionando opportunamente i parametri elettrici del tubo elettronico e del circuito, sia possibile portare l'oscillatore a funzionare sulla frequenza di risonanza meccanica dell'elemento di quarzo. Si discute in fine la dipendenza delle variazioni di frequenza dalle singole cause di instabilità (elementi del circuito, tensioni di alimentazione, distorsione di forma) e si conchiude rilevando che, ove si usi un elemento di quarzo perfezionato, gli oscillatori proposti, unitamente alla massima semplicità, sembrano particolarmente indicati a fornire una notevolissima stabilità di frequenza.

1. - Introduzione.

Com'è noto, l'applicazione dei fenomeni piezoelettrici alla stabilizzazione della frequenza degli oscillatori a tubi elettronici, proposta dal Cady nel 1922, ha permesso di ottenere fin dal suo apparire valori di stabilità di frequenza assai elevati; senonchè, esigenze di varia natura (stabilizzazione della frequenza dei radiotrasmettitori entro limiti vieppiù ristretti, miglioramento dei campioni di frequenza per usi scientifici) hanno mantenuto, e mantengono tuttora, il problema all'ordine del giorno.

Molti ricercatori rivolsero la loro attenzione all'argomento, sia nell'intento di esaminare analiticamente il funzionamento degli oscillatori proposti e porre in equazione le proprietà caratteristiche, sia per ricer-

care nuove possibilità di miglioramento delle proprietà degli oscillatori stessi. Si vennero così esaminando le varie cause che influiscono dannosamente sulla stabilità di frequenza; cause che sono insite nelle due parti caratteristiche in cui si può scindere un oscillatore piezoelettrico: risonatore elettromeccanico (quarzo); tubo elettronico e parametri elettrici che entrano a far parte del circuito.

I risultati cui sono giunti i laboratori meglio attrezzati sono veramente notevoli e si riassumono dicendo che le instabilità possono essere ridotte a valori inferiori ad uno su dieci milioni. In tali campi di ricerche hanno dato un non indifferente contributo studiosi italiani (1).

2. - Cause che determinano variazioni di frequenza.

In un oscillatore piezoelettrico molteplici fattori entrano in gioco in modo da determinare variazioni della frequenza. Quando questi fattori si modificano essi stessi nel tempo, la loro variazione, ripercotendosi sulla frequenza di oscillazione, riesce a scapito della stabilità di questa. Occorre quindi conoscere tutte queste cause nell'intento di eliminarle. Esse possono suddividersi in cause di carattere termico, meccanico ed elettrico.

a) Cause termiche. — Variazioni della temperatura dell'ambiente in cui è posto l'oscillatore in taluni casi possono influire in modo notevole sulla frequenza. L'azione può esplicarsi direttamente sulla frequenza propria dell'elemento di quarzo, oppure indirettamente attraverso modificazioni dei parametri elettrici del circuito.

Recentemente si è riusciti a contenere le variazioni della frequenza propria degli elementi di quarzo entro limiti tanto ristretti da poterle considerare trascurabili (2). L'adozione di tali elementi di quarzo potrebbe permettere di operare anche senza termostato; questo tuttavia si rende necessario per eliminare l'azione delle oscillazioni di temperatura sui parametri del circuito, giacchè la capacità dei condensatori, l'induttanza delle bobine ed i parametri stessi del tubo elettronico possono subire alterazioni non indifferenti per effetto del variare della temperatura.

---

(1) F. VECCHIACCHI: L'Elettrot., 1928, XV, p. 462; Pubbl. I. E. R. T., 1928, 43.
F. VECCHIACCHI: L'Elettrot., 1931, XVIII, p. 79; Pubbl. R. I. E. C., 1931, 55.
F. VECCHIACCHI: Rass. P. T. T., 1931, III, p. 586; Pubbl. R. I. E. C., 1931, 58.
M. BOELLA: L'Elettrot., 1930, XVII, p. 672 e 734; Pubbl. R. I. E. C., 1930, 53-54.
M. BOELLA: A. F., 1939, VIII, p. 512.
C. BORSARELLI: A. F., 1936, V, p. 763.
P. PONTECORVO: A. F., 1938, VII, p. 365.

(2) Si adottano modalità di taglio che procurano un coefficiente di temperatura della frequenza di risonanza sensibilmente nullo entro un ampio intervallo di temperatura, elettrodi costituiti da sottilissimi strati metallici aderenti al quarzo (ottenuti per spruzzamento catodico), l'elemento di quarzo essendo sospeso nel vuoto.

b) *Cause meccaniche.* — Influiscono sia sul risonatore (quarzo), sia sui parametri elettrici (capacità, induttanze e parametri caratteristici del tubo elettronico). Le variazioni di frequenza per cause meccaniche per quanto concerne il quarzo possono essere eliminate ricorrendo a disposizioni particolari ([2]) e per quanto concerne i parametri elettrici possono essere contenute, con opportuni accorgimenti, entro limiti ristretti.

c) *Cause elettriche.* — La trattazione dei vari tipi di piezooscillatori mostra che il valore della frequenza generata, per un elemento di quarzo di date caratteristiche, dipende: dalle caratteristiche del circuito oscillatorio ([3]); dal valore dei parametri caratteristici del tubo elettronico (parametri differenziali e capacità interelettrodiche); in fine, dall'entità della distorsione di forma delle grandezze (tensioni e correnti) in gioco, distorsione causata dalla non linearità delle caratteristiche del tubo elettronico.

Tra le varie cause che determinano variazioni nella frequenza di un piezooscillatore, quelle di natura elettrica, specie dopo i più recenti perfezionamenti apportati agli elementi di quarzo piezoelettrico, hanno originato un gran numero di studi intesi a ricercare i mezzi per rendere la loro influenza quanto più piccola possibile. In tali studi, tra l'altro, si è cercato di avvicinare al massimo la frequenza di oscillazione a quella di risonanza meccanica dell'elemento di quarzo, giacchè in tal caso l'influenza delle cause di perturbazione è molto meno sentita.

3. - Piezooscillatori a resistenza negativa.

Nel considerare la possibilità di costituire una disposizione che eliminasse tutto quanto non fosse strettamente necessario al funzionamento di un piezooscillatore, con particolare riguardo a quegli elementi che creano instabilità di frequenza, è risultato un principio, di cui si è già data notizia in un precedente scritto ([4]), notevolmente diverso da quello degli schemi classici di Pierce (fig. 1) e dei

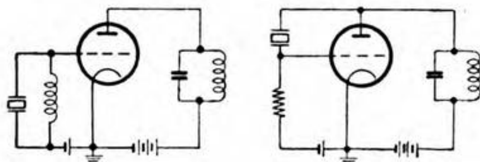


Fig. 1. — Disposizioni caratteristiche di oscillatori piezoelettrici (Pierce).

([3]) Per rendersi conto delle variazioni di frequenza dovute all'influenza di variazioni nel circuito oscillatorio, basta pensare che queste vengono non infrequentemente sfruttate per aggiustare la frequenza dell'oscillatore (naturalmente entro limiti assai ristretti dell'intervallo fra la frequenza in serie e in parallelo dell'elemento di quarzo). Com'è noto, tale aggiustamento viene di solito effettuato tenendo fissa l'induttanza e variando la capacità per mezzo di un condensatore variabile di piccola capacità, inserito in derivazione sul condensatore principale.

([4]) A. PINCIROLI: A. F., 1942, XI, p. 341.

derivati (5) e che, tra l'altro, sembra rimarchevole anche per la sua semplicità concettuale e strutturale.

Poichè, nelle condizioni di funzionamento normale, l'elemento di quarzo si comporta come un circuito oscillatorio a risonanza di corrente, è apparso opportuno investigare la possibilità offerta da un piezooscillatore costituito da una resistenza negativa a comando di corrente — facilmente ottenibile con un poliodo di comuni caratteristiche (6) — e dall'elemento di quarzo.

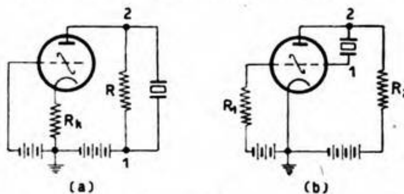


Fig. 2. — Disposizioni di principio di oscillatori piezoelettrici a resistenza negativa: il tubo contrassegnato con simbolo grafico particolare sta a rappresentare un triodo equivalente a un poliodo presentante tra l'elettrodo di comando e l'elettrodo comandato una transconduttanza differenziale negativa.

Due distinte disposizioni, che rientrano nel tipo indicato, sono riportate nella figura 2. Come si potrebbe facilmente dimostrare, se i parametri differenziali del tubo elettronico presentano opportuni valori, tra i punti 1 e 2 si manifesta una resistenza differenziale negativa a comando di corrente, il cui valore, nell'ipotesi di potere trascurare i parametri conservativi in circuito (essenzialmente le capacità interelettrodiche del tubo), per la disposizione della figura 2 *a* è dato da:

$$[1] \qquad |r_n| = \frac{1 - |g|\, R_k}{g_a}\,,$$

e per la disposizione della figura 2 *b*:

$$[2] \qquad |r_n| = R'_1 + R'_2 - |g|\, R'_1 R'_2\,,$$

essendo:

$$R'_1 = \frac{R_1 r_1}{R_1 + r_1} \quad \text{e} \quad R'_2 = \frac{R_2 r}{R_2 + r}\,,$$

ove r e r_1 sono rispettivamente la resistenza differenziale anodica e di griglia, g e g_a, la transconduttanza differenziale e la conduttanza differenziale anodica del triodo equivalente.

(5) Fanno eccezione talune disposizioni [si vedano ad esempio: C. Borsarelli, P. Pontecorvo: loc. cit. nota (1)], le quali però, analogamente a quella di Pierce, comprendono capacità e induttanze complementari, costituenti un'impedenza accordata su una frequenza poco discosta dalla frequenza propria del quarzo. Per conseguenza la frequenza e la tensione utile sono critiche rispetto all'accordo di tali impedenze.

(6) A. Pinciroli: R. C. XLII Riunione A. E. I., 1937, III, n. 232.
G. Francini: A. F., 1942, XI, p. 369.



Soddisfatta la diseguaglianza $| r_n | > R_s$, ove R_s è la resistenza in serie equivalente del circuito applicato ai morsetti 1 e 2, un sistema a risonanza di corrente, e quindi anche il risonatore piezoelettrico, entra e si mantiene in oscillazione [7].

Il circuito è così ridotto alla più semplice espressione, essendo costituito dalla resistenza negativa (tubo elettronico) e dal risonatore (quarzo). La resistenza negativa collegata ai capi del risonatore piezoelettrico, sopperisce alle perdite di questo in maniera da mantenere le oscillazioni.

In tal modo una notevole parte delle cause di perturbazione della stabilità di frequenza risulta eliminata, giacchè in schemi del genere vengono ad essere aboliti, sia il circuito oscillatorio, sia ogni altra capacità e induttanza complementare. Tutti elementi questi le cui inevitabili variazioni nel valore (per temperatura e per altre cause), come si è già avuto occasione di dire, provocano variazioni nella frequenza generata.

Negli oscillatori costituiti secondo il principio esposto, nell'ipotesi di disporre di un elemento di quarzo perfetto, variazioni della frequenza potrebbero essere dovute soltanto a variazioni nei parametri del tubo [8], le resistenze che figurano nei circuiti potendo essere rese praticamente invarianti costituendole di manganina.

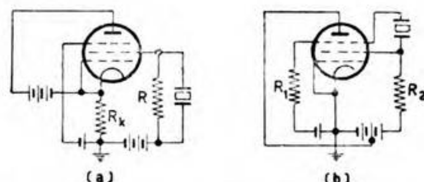


Fig. 3. — Disposizioni pratiche di oscillatori piezoelettrici a resistenza negativa.

Dei due schemi indicati, il secondo (fig. 2 *b*) risulta preferibile al primo (fig. 2 *a*) in quanto nella sua attuazione pratica (fig. 3 *b*) per l'alimentazione dei vari elettrodi si può usare una sola sorgente. Attribuiti vantaggi ad una delle due disposizioni, a questa viene limitato lo studio approfondito.

Il circuito elettrico equivalente alla disposizione prescelta (fig. 2 *b*), è riportato nella figura 4 *a*, il tubo elettronico essendo supposto quale generatore a corrente costante. C_1, C_2 e C_3 rappresentano rispettivamente

---

[7] La resistenza R che figura nel circuito della figura 2 *a* è predisposta per permettere il passaggio della corrente continua che fluisce all'anodo del triodo equivalente e dev'essere di valore sufficientemente elevato per assicurare la condizione di stabilità (a corrente continua) del sistema. Com'è noto infatti, per potere tracciare la caratteristica $I = f(V)$ di una resistenza negativa a comando di corrente e quindi anche per potere portare il sistema in un determinato punto della caratteristica (compreso nel tratto a pendenza negativa) è indispensabile che la resistenza interna R_i della sorgente di tensione V sia maggiore del valore assoluto della resistenza differenziale negativa.

[8] Per quanto riguarda i parametri differenziali, scegliendo per le tensioni applicate ai diversi elettrodi valori opportuni, è possibile ottenere che essi varino poco al variare singolarmente, oppure contemporaneamente, entro limiti abbastanza estesi, delle tensioni applicate agli elettrodi [loc. cit. nota (6)].

le capacità fra l'elettrodo di comando ed il catodo, fra l'anodo e il catodo e, in fine, fra l'elettrodo di comando e l'anodo (9); r_1 ed r la resistenza differenziale dell'elettrodo di comando e dell'elettrodo comandato; g e g_i la transconduttanza differenziale diretta (di valore negativo)

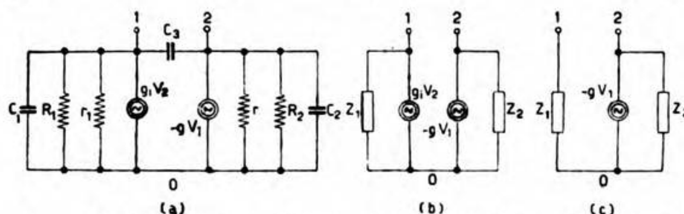


Fig. 4. — *a*), *b*) Circuito elettrico equivalente completo della disposizione riportata nella figura 2 *b*; *c*) lo stesso semplificato.

ed inversa; R_1 ed R_2 resistenze poste in circuito che connettono rispettivamente l'elettrodo di comando e l'elettrodo comandato al catodo attraverso le sorgenti di alimentazione degli elettrodi, sorgenti che si suppongono di impedenza interna nulla.

Posto:

$$[3] \qquad Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{R'_1} + j\omega C_1}, \qquad Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R'_2} + j\omega C_2}$$

(R'_1 ed R'_2 hanno il significato già indicato), trascurando per il momento la capacità C_3, il circuito *a* si identifica col circuito *b*.

Indicate con V ed I rispettivamente la tensione applicata ai morsetti 1, 2 e la corrente che in essi fluisce, applicando le relazioni di Kirchhoff ai nodi 0 e 1 ed alla maglia 0-1-2, si ha:

$$\frac{V_1}{Z_1} + \frac{V_2}{Z_2} - g_i V_2 + |g| V_1 = 0$$

$$-I - \frac{V_1}{Z_1} + g_i V_2 = 0$$

$$V + V_1 - V_2 = 0 .$$

Eliminando dalle relazioni V_1 e V_2 e ricavando il rapporto $\frac{V}{I}$, che rappresenta l'impedenza tra i punti 1 e 2, si ottiene:

$$[4] \qquad Z_{12} = \frac{V}{I} = \frac{Z_1 + Z_2 + Z_1 Z_2 (g_i - |g|)}{1 + g_i |g| Z_1 Z_2} .$$

(9) Ciascuna di tali capacità è costituita dalla somma di più capacità: quella interelettrodica propriamente detta, quella dei conduttori ed infine quella eventualmente inserita in circuito.

Supposto infine che l'elettrodo di comando non assorba corrente, sì che si possa ritenere $g_i = 0$, la [4] si semplifica nella seguente (10):

$$[5] \qquad Z_{12} = Z_1 + Z_2 - |g| Z_1 Z_2$$

ed il circuito equivalente, sempre nell'ipotesi di trascurare la capacità C_3, si riduce a quello della figura 4 *c*. Sostituendo a Z_1 ed a Z_2 le relative espressioni [3] si ottiene:

$$[6] \quad Z_{12} = R + j X = K_1 + K_2 - |g| K_1 K_2 (1 - \omega^2 C_1 C_2 R'_1 R'_2) - \\ - j \omega [K_1 C_1 R'_1 + K_2 C_2 R'_2 - |g| K_1 K_2 (R'_1 C_1 + R'_2 C_2)],$$

ove:

$$[7] \qquad K_1 = \frac{R'_1}{1 + \omega^2 C_1^2 R'^2_1} \qquad K_2 = \frac{R'_2}{1 + \omega^2 C_2^2 R'^2_2}.$$

Dall'esame della relazione [6] si nota che, quando sia soddisfatta la diseguaglianza:

$$[8] \qquad K_1 + K_2 < |g| K_1 K_2 (1 - \omega^2 C_1 C_2 R'_1 R'_2),$$

la parte reale dell'impedenza Z_{12} risulta negativa.

Indicata con $Z_Q = R_Q + j X_Q$ l'impedenza elettrica dell'elemento di quarzo (11), in condizioni di oscillazione l'impedenza globale $Z_{12} + Z_Q$ dev'essere uguale a zero. In generale per l'innesco delle oscillazioni il diagramma dell'impedenza globale di qualsiasi circuito deve contenere l'origine, nel caso particolare in esame è condizione necessaria e sufficiente che la parte reale sia negativa. In altre parole per l'innesco delle oscillazioni la parte reale di Z_{12} dev'essere negativa e di valore numerico uguale o maggiore della parte reale di Z_Q, manifestamente positiva. Se la somma delle parti reali è negativa, l'ampiezza delle oscillazioni cresce sino a che i valori dei parametri differenziali del tubo elettronico (r, r_1, g) sono tanto mutati da rendere tale somma uguale a zero. Scritte le espressioni di Z_Q e di Z_{12} è possibile risolvere rispetto alla frequenza e determinare per questa via il preciso effetto prodotto dalla variazione dei parametri differenziali del tubo e di quelli del circuito. L'analisi completa risulta però assai complessa; agli scopi del presente lavoro si ritiene più utile limitarsi ad un'analisi semplificata, svolta nel sèguito.

L'esame della relazione [6] indica la possibilità di rendere nulla la parte immaginaria dell'impedenza Z_{12}; basta infatti che il valore dei

(10) È interessante osservare che, scegliendo opportunamente i valori di Z_1 e di Z_2, l'impedenza Z_{12} può essere variata entro ampi limiti semplicemente modificando la transconduttanza g del tubo.

(11) D. W. DYE: Proc. Phys. Soc. London, 1926, XXXVIII, p. 399.

parametri del tubo elettronico e del circuito siano tali da soddisfare l'eguaglianza:

$$[9] \qquad K_1 C_1 R'_1 + K_2 C_2 R'_2 = |g| K_1 K_2 (R'_1 C_1 + R'_2 C_2).$$

Di particolare rilievo è il caso in cui risulti: $\omega C_1 \ll \frac{1}{R'_1}$ e $\omega C_2 \ll \frac{1}{R'_2}$; allora l'impedenza Z_{12} assume la forma:

$$[10] \qquad Z_{12} = (R'_1 + R'_2 - |g| R'_1 R'_2) + \\ + j\omega [C_1 R'^2_1 (|g| R'_2 - 1) + C_2 R'^2_2 (|g| R'_1 - 1)],$$

ossia, sempre nell'ipotesi di trascurare la capacità C_3, il tubo elettronico insieme col circuito elettrico risulta equivalente ad una resistenza negativa di valore:

$$[11] \qquad r_n = R'_1 + R'_2 - |g| R'_1 R'_2$$

con in serie una autoinduzione di valore:

$$[12] \qquad L = C_1 R'^2_1 (|g| R'_2 - 1) + C_2 R'^2_2 (|g| R'_1 - 1).$$

Poichè la capacità C_3 è in derivazione ad r_n e ad L, il circuito elettrico equivalente della resistenza negativa risulta quello riportato nella figura 5 *a*.

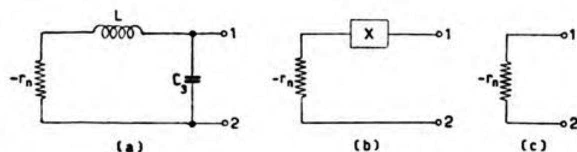


Fig. 5. — Circuito elettrico equivalente semplificato di una resistenza negativa a comando di corrente in vari casi particolari.

Lo studio dell'impedenza Z_{12} relativa a codesto circuito, porta a risultati di non trascurabile interesse. Tale impedenza risulta:

$$[13] \qquad Z_{12} = R + jX =$$

$$= \frac{\frac{|r_n|}{\omega C_3}\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_3}\right) - |r_n| \frac{L}{C_3}}{|r_n|^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_3}\right)^2} - j \frac{\frac{|r_n|^2}{\omega C_3} + \frac{L}{C_3}\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_3}\right)}{|r_n|^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_3}\right)^2};$$

tenendo conto che in casi che si presentano in pratica non infrequentemente:

$$\omega L \ll \frac{1}{\omega C_3} \quad \text{e} \quad |r_n|^2 \ll \frac{1}{\omega^2 C_3^2},$$

la parte reale della impedenza Z_{12} praticamente coincide con il valore della resistenza negativa:

$$R \cong -|r_n|, \tag{14}$$

e la parte immaginaria diviene:

$$X = -|r_n|^2 \omega C_3 + \omega L = \omega (L - |r_n|^2 C_3). \tag{15}$$

In definitiva il circuito elettrico equivalente della resistenza negativa assume la forma indicata nella figura 5 *b*.

L'esame dell'espressione della reattanza [15], mostra come, per un dato valore di L e di r_n, variando C_3 con mezzi esterni (ponendo in derivazione agli elettrodi un condensatore variabile) si possa ottenere l'annullamento della reattanza del sistema per:

$$L = |r_n|^2 C_3, \tag{16}$$

ed avere in tal modo una resistenza differenziale negativa che si può denominare ideale, in quanto priva di parametri conservativi (fig. 5 *c*).

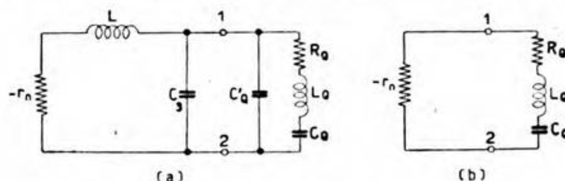


Fig. 6. — *a*) Circuito elettrico equivalente semplificato di un piezooscillatore a resistenza negativa; *b*) lo stesso come caso particolare.

È importante rilevare che nel caso in esame (fig. 6 *a*) la capacità C'_Q, che figura nel circuito elettrico equivalente dell'elemento di quarzo [12] si assomma alla capacità C_3 e che quindi, soddisfatta la relazione [16], quando al posto di C_3 si ponga $C_3 + C'_Q$, si raggiunge

(12) Il circuito elettrico equivalente all'elemento vibrante di quarzo (circuito posto alla destra dei punti 1 e 2 nella figura 6 *a*) è stato semplificato con l'eliminazione della capacità in serie col circuito oscillatorio di tipo parallelo (capacità costituita dagli elettrodi di eccitazione e dalle superfici del quarzo a questi affacciate). La semplificazione è lecita qualora si modifichino i valori dei quattro parametri R_Q, L_Q, C_Q, C'_Q, in modo che le caratteristiche del circuito complessivo rimangano immutate.

il risultato, di particolare rilievo, che la resistenza negativa mantiene in oscillazione l'elemento di quarzo esattamente sulla sua pulsazione di risonanza meccanica (fig. 6 *b*), precisamente:

$$[17] \qquad \omega = \sqrt{\frac{1}{L_Q C_Q}} .$$

La condizione [16] può essere soddisfatta agendo su una delle variabili indipendenti di r_n e di L; tra queste, particolarmente indicata sembra g, la quale può essere modificata con continuità ed entro limiti abbastanza estesi variando una resistenza ohmica disposta in serie all'anodo ([13]).

4. - Cause di instabilità di frequenza.

Nei piezooscillatori proposti, come si è già avuto occasione di dire, le cause di instabilità di frequenza sono meno numerose e meno gravi di quelle che si hanno in altri tipi. Nell'ipotesi di disporre di un elemento di quarzo piezoelettrico perfetto, le instabilità di frequenza sono essenzialmente originate da: 1) variazioni dei parametri differenziali del tubo elettronico (con le tensioni di alimentazione, per invecchiamento, per cause meccaniche e termiche) e delle capacità interelettrodiche (essenzialmente per cause meccaniche e termiche); 2) variazioni delle resistenze ohmiche poste in circuito; 3) distorsioni di forma delle correnti in gioco.

Delle cause indicate con 1), si consideri dapprima l'influenza dei parametri differenziali. Entrano nelle relazioni, da cui la frequenza dipende, i parametri r, r_1, g, ossia le resistenze differenziali rispettivamente dell'elettrodo di comando e dell'elettrodo comandato e la transconduttanza differenziale. Poichè r_1 ed r risultano in derivazione alle resistenze ohmiche R_1 ed R_2 (fig. 4) di valore alquanto più piccolo (in pratica si può ritenere $R_1/r_1 < 0{,}0001$ e $R_2/r < 0{,}01$), le loro variazioni poco si ripercuotono sul valore della frequenza. Per quanto riguarda g, si nota che, scegliendo opportunamente il punto di funzionamento ([6]), le relative variazioni possono essere contenute entro limiti molto ristretti. Le variazioni delle capacità interelettrodiche, che nelle condizioni più sfavorevoli presumibilmente non superano alcuni decimi di micromicrofarad, come si potrebbe dedurre analiticamente e come si è comprovato con l'esperienza, originano piccolissime variazioni di frequenza. Circa variazioni di frequenza prodotte da modificazioni nel valore delle resistenze ohmiche che entrano a far parte del circuito (R_1, R_2), come si potrebbe dedurre per calcolo e come ha indicato l'esperienza, esse risultano assai piccole anche per variazioni abbastanza ampie del relativo valore. Manifestamente, tale causa di instabilità può

([13]) J. Groszkowski: Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 958.

essere annullata del tutto ricorrendo a resistenze di tipo non induttivo costituite di manganina.

In fine, gli scarti di frequenza prodotti da eventuali variazioni nel contenuto di armonici delle correnti in gioco ([13]) possono essere tenuti entro limiti alquanto ristretti scegliendo in modo opportuno il punto di funzionamento del tubo elettronico e limitando l'ampiezza delle oscillazioni ([14]).

5. - Risultati sperimentali.

Le esperienze, di cui si dà notizia, essenzialmente sono state intraprese per comprovare sperimentalmente i risultati scaturiti nello studio dei piezooscillatori a resistenza negativa, oggetto della presente nota. Il circuito prescelto è quello riprodotto nella figura 3 *b*. La tensione utile può essere prelevata su un tratto della resistenza R_2 (verso la sorgente di alimentazione dell'elettrodo), oppure agli estremi di una resistenza posta in serie con l'anodo del tubo. Questo secondo modo è da preferire perchè praticamente non perturba le condizioni di funzionamento del sistema. L'elemento di quarzo piezoelettrico usato, avente una frequenza di risonanza assai prossima a 100 000 Hz, è di tipo recente (posto nel vuoto, con elettrodi di eccitazione ottenuti per spruzzamento catodico) e presenta caratteristiche di stabilità tali da permettere di potere trascurare la sua influenza sulla stabilità del piezooscillatore in esame.

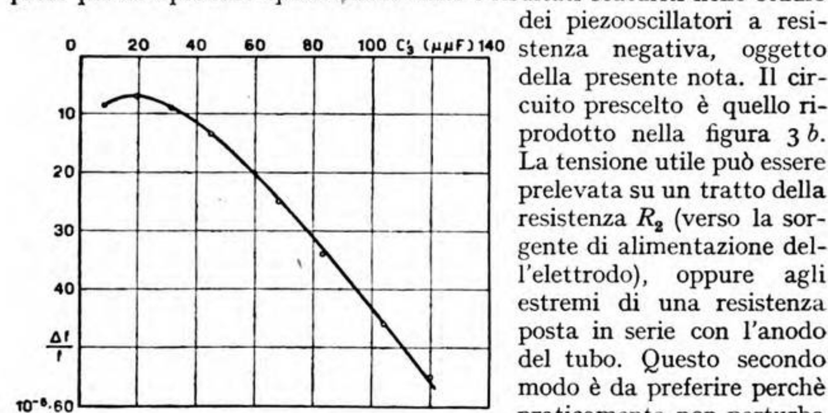


Fig. 7. — Variazioni relative di frequenza (diminuzioni rispetto al valore nominale) dell'oscillatore della figura 3 *b*, in funzione di una capacità C'_3, disposta in derivazione all'elemento di quarzo, per: $V_1 = 0$, $V_2 = 100$V, $V_3 = -3$V, $V_a = 17$V, $R_1 = 50\,000\ \Omega$, $R_2 = 5000\ \Omega$, $C_1 = 16{,}8$ μμF, $C_2 = 7{,}4$ μμF, $C_3 = 7{,}1$ μμF (C_1, C_2 e C_3 sono le capacità interelettrodiche rispettivamente tra griglia G_2 e catodo, tra anodo e catodo, tra griglia G_2 e anodo).

Alcune esperienze sono state rivolte a comprovare sperimentalmente le due distinte possibilità, scaturite dallo studio del circuito, di ottenere la coincidenza fra la frequenza generata e quella di risonanza meccanica dell'elemento di quarzo. I risultati ottenuti, compendiati nei grafici delle figure 7 e 8 comprovano, in modo evidente, tale possibilità.

([14]) A. PINCIROLI: A. F., 1941, X, p. 644.

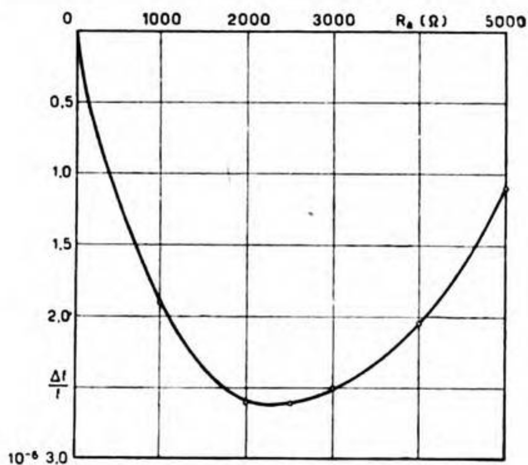


Fig. 8. — Variazioni relative di frequenza dell'oscillatore della figura 3 *b*, in funzione di una resistenza R_a, disposta in serie all'anodo, per gli stessi dati della figura 7.

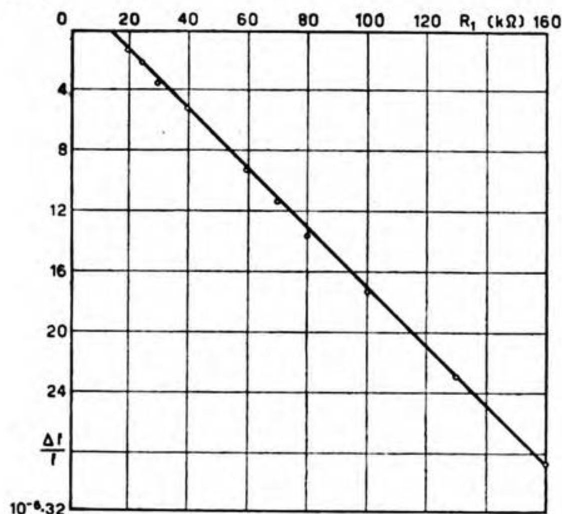


Fig. 9. — Variazioni relative di frequenza dell'oscillatore della figura 3 *b*, in funzione della resistenza R_1, per gli stessi dati della figura 7.

La variazione di frequenza con le resistenze ohmiche (R_1, R_2) che entrano a far parte del circuito (fig. 3 *b*) è rappresentata dai grafici riportati nelle figure 9 e 10; da essi si desume che l'influenza della modificazione dei valori di tali resistenze è assai limitata. Si può pertanto affermare che l'uso di resistenze a filo è suggerito dalla necessità di

assicurare la loro permanenza nel tempo, piuttosto che dalla necessità di renderne il valore praticamente invariante con la temperatura.

Si sono in fine intraprese esperienze intese a determinare le variazioni di frequenza provocate da cambiamenti nel valore delle capacità interelettrodiche e delle tensioni applicate ai vari elettrodi. I risultati ottenuti si possono così compendiare: variazioni, singole o contemporanee, dell'ordine del 10 % nel valore delle capacità interelettrodiche hanno causato una variazione di frequenza minore di $1/10^7$; quindi, nell'ipotesi ragionevole che tali variazioni (per temperatura, per cause meccaniche e per invecchiamento) non debbano superare l'1 %, le variazioni di frequenza che ne derivano sono piccolissime, dell'ordine di $1/10^8$. Circa le variazioni di frequenza prodotte da oscillazioni delle tensioni applicate ai vari elettrodi si è constatato che, qualora si prescelga opportunamente il punto di funzionamento, esse risultano minori di $1/10^8$, le varie tensioni essendo fatte variare singolarmente oppure contemporaneamente di ± 5 %.

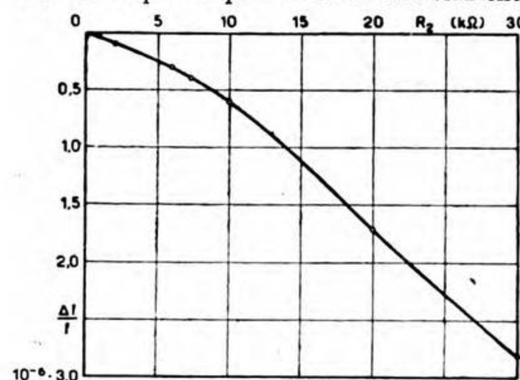


Fig. 10. — Variazioni relative di frequenza dell'oscillatore della figura 3 *b*, in funzione della resistenza R_2, per gli stessi dati della figura 7.

6. - Conclusioni.

L'esame ed i rilievi sperimentali intrapresi permettono di attribuire vantaggi particolari ai piezooscillatori a resistenza negativa. Tali oscillatori, tra l'altro, sembrano adatti ad adeguare la stabilità di frequenza del circuito atto a mantenere in oscillazione l'elemento di quarzo piezoelettrico alla stabilità di frequenza recentemente raggiunta per gli elementi stessi.

Benchè le esperienze sin qui condotte non riguardino rilievi di stabilità di frequenza a lungo periodo, il semplice esame delle cause di instabilità fa presumere risultati promettenti anche sotto questo aspetto.

È in corso l'esame del comportamento degli oscillatori proposti alle frequenze elevate (superiori ad un megahertz). Le esperienze preliminari, già iniziate, hanno fornito risultati tali da far ritenere i circuiti proposti adatti anche in questo campo.

Al rilievo delle determinazioni sperimentali ha collaborato utilmente il perito G. Gastaldi.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

SUL CONCETTO DI FREQUENZA NEGATIVA

GIOVANNI BATTISTA MADELLA

Dopo aver esposto le ragioni che possono suggerire l'introduzione del concetto di frequenza negativa, si osserva che tale introduzione ha qualche fondamento nel caso dei sistemi polifasi, per i quali il mutamento di segno della frequenza può essere fatto corrispondere all'inversione del senso ciclico, ed appare invece ingiustificata nel caso dei sistemi monofasi. Allo scopo di confermare questa deduzione, si esamina quanto avviene nelle operazioni di conversione di frequenza, e si trova che le convenzioni discusse permettono di rappresentarne il risultato con espressioni molto semplici, nelle quali si tiene conto contemporaneamente dei valori e dei segni delle frequenze in giuoco.

1. - Introduzione.

Il concetto di frequenza di una grandezza periodica, introdotto elementarmente come quoziente fra il numero di periodi, uguali fra loro, che si verificano in un certo intervallo di tempo e l'intervallo di tempo stesso, viene ovviamente considerato soltanto nel campo reale e positivo e non sembra, almeno a prima vista, suscettibile di essere esteso al campo negativo. Nel caso tuttavia di grandezze variabili con legge sinusoidale, per le quali è possibile introdurre il concetto di frequenza in modo diverso, può presentarsi l'opportunità di estendere la definizione della frequenza stessa al campo negativo. Non ci si nasconde che nell'introdurre nuovi concetti, come quello di frequenza negativa, si deve sempre procedere con grande cautela; è sembrato tuttavia interessante discutere le ragioni che possono suggerire l'estensione suddetta, precisando contemporaneamente i limiti entro i quali tali ragioni conservano la loro validità. Si avverta in ogni modo che l'eventuale possibilità di attribuire un segno ad una frequenza sarà sempre subordinata ad opportune convenzioni, fatte in precedenza, riguardo al particolare sistema al quale ci si riferisce, così come, ad esempio, alla velocità angolare di un organo rotante può essere attribuito un segno soltanto se, rispetto al suo asse di rotazione, si è scelto preventivamente un senso positivo.

2. - Comportamento di generatori di vario tipo.

a) *Generatori monofasi.* — Si consideri in primo luogo il generatore rotante monofase schematizzato nella figura 1. La frequenza f della tensione da esso generata è legata alla velocità angolare ω del rotore dalla semplice relazione:

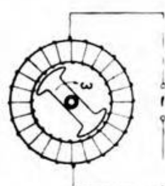


Fig. 1. — Schema di generatore rotante monofase.

[1] $$f = |\omega/2\pi|,$$

ed essendo opportuno considerare la ω variabile in tutto il campo reale, questa relazione presenta una singolarità in corrispondenza dello zero. Potrebbe perciò sembrare conveniente eliminare la singolarità suddetta trasformando l'espressione [1] nell'altra più semplice:

[2] $$f = \omega/2\pi$$

dove la f può variare anche nel campo negativo. Si deve tuttavia riconoscere che tale estensione è alquanto arbitraria, poichè le caratteristiche della tensione che si manifesta ai morsetti del generatore sono identiche, qualunque sia il senso di rotazione del rotore. Finchè ci si limita a considerare tale tensione, non si ha pertanto alcuna ragione di attribuire un segno alla sua frequenza.

Considerazioni perfettamente analoghe si possono ripetere nel caso di un generatore monofase a battimenti, come quello schematizzato nella figura 2. Se f_1 ed f_2 sono le frequenze primarie, la frequenza della tensione utile è notoriamente data dall'espressione:

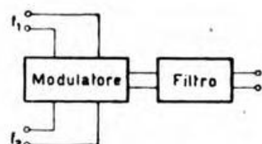


Fig. 2. — Schema di generatore a battimenti monofase.

[3] $$f = |f_1 - f_2|.$$

Anche in questo caso, se si suppone, ad esempio, di tenere fissa la f_1 e di far variare la f_2, si trova che la quantità $f_1 - f_2$ può assumere valori positivi o negativi, e che dal punto di vista della semplicità e della regolarità delle relazioni utilizzate sarebbe preferibile scrivere:

[4] $$f = f_1 - f_2,$$

mentre d'altra parte il segno della f non avrebbe alcun riferimento a caratteristiche fisiche della tensione corrispondente.

b) *Generatori polifasi.* — Alquanto diverse sono le condizioni che si presentano quando, dalla considerazione di un generatore monofase, si passa a quella di un generatore polifase. Si esamini ad esempio il generatore bifase schematizzato nella figura 3. Ferme restando le consi-

derazioni già svolte sulla corrispondenza fra la velocità angolare del rotore e la frequenza della tensione generata, si osserva che in questo caso, ad un'inversione del senso di rotazione del rotore, corrisponde un'inversione del senso ciclico del sistema di tensioni generato. Quest'ultimo viene pertanto modificato nelle sue caratteristiche fisiche, e non appare completamente fuori luogo individuare ciò col cambiamento di segno della frequenza.

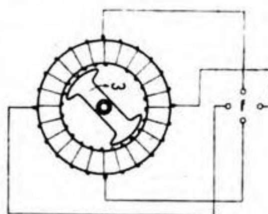


Fig. 3. — Schema di generatore rotante bifase.

Una considerazione analoga si può ripetere per il caso di un generatore polifase a battimenti, ad esempio per il caso del generatore bifase schematizzato nella figura 4 ([1]). Secondo questa disposizione è notoriamente possibile ottenere due tensioni spostate fra loro di fase di una quantità costante, ad esempio $\pi/2$, qualunque sia il valore della frequenza generata, che può essere regolata a piacere variando il valore della f_2, e lo spostamento di fase considerato assume segno diverso secondo che sia $f_1 > f_2$ o $f_1 < f_2$. Se pertanto si fa variare f_2 in un intorno di f_1 si trova che, quando la frequenza utile f passa per lo zero, si ha un'inversione del senso ciclico del sistema bifase di uscita, e si possono pertanto ripetere le osservazioni già fatte a proposito del generatore rotante della figura 3.

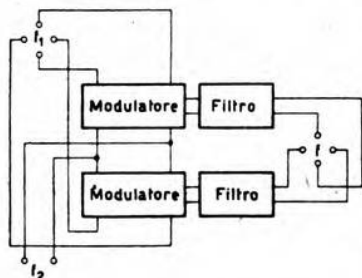


Fig. 4. — Schema di generatore a battimenti bifase.

In conclusione, si può asserire che la considerazione del segno di una frequenza appare superflua nel caso dei sistemi monofasi, mentre nel caso dei sistemi polifasi può essere giustificata dalla necessità di individuare, oltre alle altre caratteristiche, anche il senso ciclico. Poichè tuttavia l'introduzione del concetto di frequenza negativa, nonostante le considerazioni sopra svolte, può apparire alquanto arbitraria, ed in particolare può apparire arbitraria la relazione, che si intende stabilire, fra il segno della frequenza e il senso ciclico del sistema polifase, è sembrato opportuno affrontare la questione sotto un altro aspetto, esaminando, come si chiarirà meglio in sèguito, se anche nelle operazioni di conversione di frequenza il segno di questa, determinato nel modo anzidetto, può conservare un significato.

([1]) Un dispositivo di questo genere è stato suggerito in: E. PETERSON, J. G. KREER a. L. A. WARE: Regeneration theory and experiment - Bell S. T. J., 1934, XIII, p. 680; Proc. I. R. E., 1934, XXII, p. 1191.

3. - Comportamento di convertitori di frequenza di vario tipo.

È noto che, date una o più tensioni, le cui frequenze rispettive si indicano con f_1, f_2, ..., f_n, è possibile, mediante particolari organi detti convertitori di frequenza, ottenere una tensione la cui frequenza f sia funzione delle date. È facile vedere che la forma più generale che tale funzione può assumere praticamente è quella di un'espressione lineare omogenea del tipo:

[5] $$f = k_1 f_1 + k_2 f_2 + \dots + k_n f_n,$$

dove i fattori k possono essere positivi o negativi. La conversione di frequenza può pertanto consistere, nel caso più generale, nel moltiplicare per vari fattori le frequenze date e nel sommare o sottrarre (secondo il segno dei rispettivi k) le frequenze così ottenute. L'opportunità di attribuire un segno alle frequenze può allora discutersi esaminando se e quando una grandezza rappresentante una frequenza è atta a comportarsi, se posta in un'espressione simile alla [5], come una grandezza affetta da segno. Più precisamente, supposto attuato il dispositivo capace di eseguire la conversione indicata dalla [5], alimentato da n generatori corrispondenti rispettivamente alle frequenze f_1, f_2, ..., f_n, si supporrà di effettuare, per uno di questi, quella modificazione di assetto (inversione del senso ciclico) che ci si propone di individuare con un cambiamento di segno della frequenza corrispondente, e si esaminerà se il nuovo risultato della conversione corrisponde a quello che si avrebbe invertendo nella [5] il segno della frequenza in parola. In caso affermativo apparirà giustificato caratterizzare la modificazione eseguita con l'inversione del segno della frequenza, mentre nel caso contrario ciò dovrà ritenersi arbitrario.

a) *Convertitore monofase.* — Si consideri un modulatore ideale di ampiezza, un organo cioè capace di fornire una grandezza a, ad esempio una tensione, proporzionale in ogni istante al prodotto dei valori istantanei di due altre grandezze a_1 ed a_2 (ad esempio due tensioni) ad esso applicate. Se queste ultime hanno andamento sinusoidale, sono cioè del tipo:

[6] $$\begin{aligned} a_1 &= A_1 \operatorname{sen} (\omega_1 t + \varphi_1) \\ a_2 &= A_2 \operatorname{sen} (\omega_2 t + \varphi_2)\,, \end{aligned}$$

si ha:

[7] $$\begin{aligned} a = a_1 a_2 &= A_1 A_2 \operatorname{sen} (\omega_1 t + \varphi_1) \operatorname{sen} (\omega_2 t + \varphi_2) = \\ &= \tfrac{1}{2} A_1 A_2 \cos [(\omega_1 - \omega_2) t + \varphi_1 - \varphi_2] - \\ &- \tfrac{1}{2} A_1 A_2 \cos [(\omega_1 + \omega_2) t + \varphi_1 + \varphi_2]\,. \end{aligned}$$

La grandezza che si ottiene all'uscita è formata cioè da due componenti le cui frequenze sono rispettivamente uguali alla somma e alla

differenza di quelle date, e non si ha possibilità di separarle per via aperiodica, cioè senza fare uso di filtri. Rinunciando per il momento a prendere in considerazione il segno della frequenza risultante, il comportamento del convertitore potrebbe rappresentarsi con l'espressione:

$$f = |f_1 \pm f_2| . \qquad [8]$$

Si osserva però che questa relazione non è simmetrica rispetto a f_1 e a f_2, mentre il comportamento del convertitore è perfettamente simmetrico. È perciò preferibile sostituire la [8] con l'altra equivalente:

$$f = |\pm f_1 \pm f_2| , \qquad [9]$$

dove la f_1 e la f_2, essendo affette dal doppio segno, intervengono esclusivamente col loro valore assoluto. La considerazione del segno non avrebbe perciò alcuna giustificazione.

b) Convertitore con entrate polifasi ed uscita monofase. — Si supponga ora di avere, oltre al modulatore prima considerato, un altro modulatore ad esso identico, e di alimentarlo con due tensioni uguali alle precedenti, ma in quadratura con esse:

$$[10] \qquad \begin{aligned} a'_1 &= A_1 \cos (\omega_1 t + \varphi_1) \\ a'_2 &= A_2 \cos (\omega_2 t + \varphi_2) . \end{aligned}$$

La grandezza all'uscita di questo secondo apparecchio è:

$$[11] \qquad \begin{aligned} a' = a'_1 a'_2 &= A_1 A_2 \cos (\omega_1 t + \varphi_1) \cos (\omega_2 t + \varphi_2) = \\ &= \tfrac{1}{2} A_1 A_2 \cos [(\omega_1 - \omega_2) t + \varphi_1 - \varphi_2] + \\ &+ \tfrac{1}{2} A_1 A_2 \cos [(\omega_1 + \omega_2) t + \varphi_1 + \varphi_2] , \end{aligned}$$

e sommata o sottratta con la a dà rispettivamente:

$$a + a' = A_1 A_2 \cos [(\omega_1 - \omega_2) t + \varphi_1 - \varphi_2] , \qquad [12]$$

$$a - a' = A_1 A_2 \cos [(\omega_1 + \omega_2) t + \varphi_1 + \varphi_2] . \qquad [13]$$

Si ha cioè la possibilità di ottenere separatamente una grandezza la cui frequenza sia uguale alla somma ovvero alla differenza delle date (²). Il comportamento del sistema dei due modulatori, considerati come formanti un unico convertitore polifase (fig. 5), può pertanto rappresentarsi, secondo che la a e la a' vengano sommate o sottratte, con una delle due espressioni:

$$f = |f_1 - f_2| = |f_2 - f_1| , \qquad [14]$$

$$f = |f_1 + f_2| , \qquad [15]$$

in ciascuna delle quali la f_1 e la f_2 intervengono col loro segno.

(²) Un dispositivo analogo a quello qui descritto forma oggetto del brevetto inglese n. 309 557.

Resta ancora da dimostrare che all'inversione del segno della frequenza corrisponde l'inversione del senso ciclico del sistema polifase. Questa dimostrazione è immediata. Si consideri infatti il sistema della figura 5 e si supponga che il commutatore C sia disposto in modo da ottenere, per la grandezza di uscita:

[16] $$a = a + a' .$$

Se si suppone di invertire il senso ciclico di una delle due tensioni di entrata, ponendo ad esempio:

[17] $$a_1 = A_1 \cos (\omega_1 t + \varphi_1)$$
$$a'_1 = A_1 \operatorname{sen} (\omega_1 t + \varphi_1) ,$$

e lasciando invece come prima:

[18] $$a_2 = A_2 \operatorname{sen} (\omega_2 t + \varphi_2)$$
$$a'_2 = A_2 \cos (\omega_2 t + \varphi_2) ,$$

Fig. 5. — Schema di convertitore di frequenza con entrate polifasi ed uscita monofase.

si ottiene ovviamente:

[19] $$a + a' = A_1 A_2 \operatorname{sen} [(\omega_1 + \omega_2) t + \varphi_1 + \varphi_2] ,$$

si passa cioè dall'espressione:

[20] $$f = | f_1 - f_2 | ,$$

all'altra:

[21] $$f = | f_1 + f_2 | ,$$

ciò che corrisponde al mutamento di segno di una delle due frequenze primarie.

Nell'esempio considerato si è preso in esame il comportamento di un modulatore sotto l'aspetto del segno delle frequenze di entrata. Gli esempi di oscillatori a battimenti riportati nell'introduzione illustravano invece il comportamento di un modulatore sotto l'aspetto del segno della frequenza di uscita. Una visione più completa e più convincente della questione si ha però considerando contemporaneamente, come si fa nel paragrafo che segue, i segni delle frequenze di entrata e di uscita.

c) Convertitore con entrate ed uscita polifasi. — Si esamini il sistema di modulatori rappresentato nella figura 6, che si può considerare come il più completo organo atto ad eseguire la somma algebrica di frequenze (3). È facile vedere, con un calcolo che non si riporta per brevità,

(3) Una disposizione di questo genere forma oggetto del brevetto Schweiz. P. 218 502.

che invertendo il senso ciclico di una delle due tensioni di entrata, si passa, per la frequenza di uscita, dalla somma alla differenza delle due frequenze f_1 ed f_2, o viceversa, mentre il senso ciclico si inverte oppure no, dipendentemente dal rapporto dei valori assoluti delle frequenze primarie. Se invece si inverte contemporaneamente il senso ciclico delle due tensioni di entrata, la tensione di uscita conserva invariata la frequenza, ma inverte il senso ciclico.

La conversione di frequenza effettuata dal sistema può pertanto rappresentarsi in modo completo con l'espressione semplicissima:

[22] $$f = f_1 + f_2,$$

purchè si accetti la convenzione proposta di attribuire un segno alla frequenza dei sistemi polifasi, e di far corrispondere il cambiamento di tale segno all'inversione del senso ciclico.

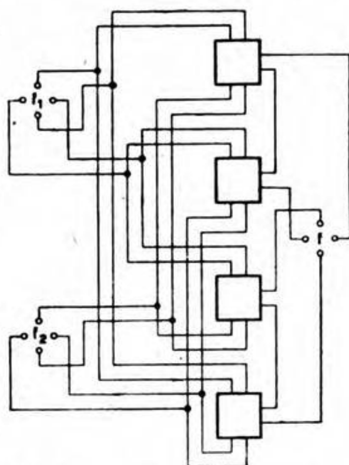


Fig. 6. — Schema di convertitore di frequenza con entrate ed uscita polifasi.

d) Convertitore con entrate monofasi e polifasi. — È interessante osservare che se un convertitore viene alimentato contemporaneamente con sistemi monofasi e con sistemi polifasi, il risultato della conversione è rappresentabile con un'espressione nella quale le frequenze corrispondenti ai sistemi monofasi sono affette dal doppio segno, mentre ciò non avviene per le frequenze corrispondenti ai sistemi polifasi. Se si considera ad esempio l'oscillatore bifase a battimenti ricordato precedentemente (fig. 4), si trova che, in assenza di filtri, si hanno contemporaneamente in uscita le due frequenze:

[23] $$|f_1 + f_2| \quad , \quad |f_1 - f_2|,$$

ma i sensi ciclici dei due sistemi di tensioni corrispondenti permettono di stabilire qual è il senso ciclico del sistema corrispondente alla f_1, e quale delle due frequenze primarie è maggiore in valore assoluto ([4]). Se si accettano le convenzioni proposte, il risultato della conversione di frequenza si può perciò rappresentare con l'espressione:

[24] $$f = f_1 \pm f_2.$$

A risultati analoghi si potrebbe arrivare anche considerando casi più complessi.

([4]) Un principio analogo è stato utilizzato in una disposizione, che forma oggetto del brevetto DRP 689 566, destinata all'eliminazione aperiodica della frequenza immagine nei ricevitori supereterodina.

4. - Conclusione.

Si è visto che il comportamento di vari tipi di convertitori di frequenza, costituiti da un sistema più o meno complesso di modulatori ideali di ampiezza, può essere rappresentato in modo semplice e completo se si accetta la convenzione di far corrispondere all'inversione del senso ciclico di un sistema polifase il mutamento di segno della frequenza. Ciò conferma l'opportunità, suggerita anche da altre considerazioni, di accettare la convenzione suddetta.

A conclusioni analoghe si potrebbe arrivare anche considerando convertitori costituiti da macchine rotanti. In queste ultime però la frequenza di uscita è funzione, oltre che di altre frequenze, anche di grandezze di natura diversa (velocità angolari) e l'esempio apparirebbe perciò meno convincente.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

RECENSIONI

ABBREVIAZIONI DI TITOLI DI PERIODICI.

Abhandlg. Preuss. Akad. Wiss.: Abhandlungen der Preussischen Akademie der Wissenschaften – *Acta Pont. Acad. Sci.*: Acta Pontificiae Academiae Scientiarum – *A. E. G. Mitt.*: A. E. G. Mitteilungen – *A. F.*: Alta Frequenza – *Ann. de Phys.*: Annales de Physique – *Ann. der Phys.*: Annalen der Physik – *Ann. P. T. T.*: Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones – *Archiv f. Elektr.*: Archiv für Elektrotechnik – *A. T. M.*: Archiv für technisches Messen – *Atti A. E. I*: Atti dell'Associazione Elettrotecnica Italiana – *Atti R. Accad. Italia* (*Mem. Sci. Fis.*): Atti della Reale Accademia d'Italia (Memorie della Classe di Scienze Fisiche, Matematiche e Naturali) – *Atti R. Accad. Italia* (*R. C. Sci. Fis.*): Atti della Reale Accademia d'Italia (Rendiconti della Classe di Scienze Fisiche, Matematiche e Naturali) – *Atti R. Accad. Naz. Lincei* (*R. C. Sci. Fis.*): Atti della Reale Accademia Nazionale dei Lincei (Rendiconti della Classe di Scienze Fisiche, Matematiche e Naturali) – *Atti R. Accad. Sci. Torino* (*Sci. Fis.*): Atti della Reale Accademia delle Scienze di Torino (Classe di Scienze Fisiche, Matematiche e Naturali) – *Atti R. Ist. Veneto* (*Sci. Fis.*): Atti del Reale Istituto Veneto di Scienze, Lettere e Arti (Scienze Fisiche, Matematiche e Naturali) – *A. Z.*: Akustische Zeitschrift – *Bell Lab. Record*: Bell Laboratories Record – *Bell S. T. J.*: The Bell System Technical Journal – *Boll. radiotelegrafico I. E. R. T.*: Bollettino Radiotelegrafico dell'Istituto Elettrotecnico e Radiotelegrafico della R. Marina – *Boll. R. T. R. E.*: Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito – *Boll. tecn. I. M. S. T.*: Bollettino tecnico dell'Istituto Militare Superiore delle Trasmissioni – *B. S. J. Research*: Bureau of Standards Journal of Research – *Bull. A. S. E.*: Bulletin Association Suisse des Électriciens – *Bull. S. E. V.*: Bulletin Schweizerischer Elektrotechnischer Verein – *Bull. S. F. E.*: Bulletin de la Société Française des Électriciens – *Bull. S. F. R.*: Bulletin de la Société Française Radio-Électrique – *Bull. techn. Philips*: Philips Bulletin Technique – *Bull. techn. T. T. Suisses*: Technische Mitteilungen - Bulletin technique - Bollettino tecnico dell'Amministrazione dei Telegrafi e dei Telefoni Svizzeri – *Canadian J. Research*: Canadian Journal of Research – *Commentationes Pont. Acad. Sci.*: Commentationes

Pontificiae Academiae Scientiarum – *C. R. Acad. Sci.*: Comptes rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des Sciences – *Doc. U. I. R.*: Documents de l'Union Internationale de Radiodiffusion – *E. F. D.*: Europäischer Fernsprechdienst – *El. Comm.*: Electrical Communication – *El. Engng.*: Electrical Engineering – *El. J.*: The Electric Journal – *El. World*: Electrical World – *En. El.*: L'Energia Elettrica – *E. N. T.*: Elektrische Nachrichten-Technik – *Ericsson Rev.*: The L. M. Ericsson Review – *E. T. J.*: Electrotechnical Journal (of the Institute of Electrical Engineers of Japan) – *E. T. Z.*: Elektrotechnische Zeitschrift – *E. u. M.*: Elektrotechnik und Maschinenbau – *F. T. M.*: Funktechnische Monatshefte – *G. E. R.*: General Electric Review – *G. R. Experimenter*: The General Radio Experimenter – *H. F. Techn. u. El. Ak.*: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik – *J. appl. Phys.*: Journal of applied Physics – *J. A. S. A.*: The Journal of the Acoustical Society of America – *J. Franklin I.*: Journal of the Franklin Institute – *J. I. E. E.*: Journal of the Institution of Electrical Engineers – *J. I. E. E. Japan*: Journal of the Institution of Electrical Engineers of Japan – *J. Math. a. Phys.*: Journal of Mathematics and Physics – *J. O. S. A.*: Journal of the Optical Society of America – *J. Phys.*: Le Journal de Physique et le Radium – *J. Research N. B. S.*: Journal of Research of the National Bureau of Standards – *J. S. I.*: Journal of Scientific Instruments – *J. S. M. P. E.*: Journal of the Society of Motion Picture Engineers – *J. Télécomm.*: Journal des Télécommunications – *J. télégr.*: Journal télégraphique – *L'Elettrot.*: L'Elettrotecnica – *Nippon El. Comm. Engng.*: Nippon Electrical Communication Engineering – *Onde Él.*: L'Onde Électrique – *Philips Setmakers Bull.*: Philips Setmakers' Bulletin – *Philips techn. R.*: Philips' Technische Rundschau – *Philips Transmng. News*: Philips Transmitting News – *Phil. Mag.*: The London, Edinburgh and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science – *Phys. Rev.*: The Physical Review – *Phys. Z.*: Physikalische Zeitschrift – *Phys. Z. Sowjetunion*: Physikalische Zeitschrift der Sowjetunion – *P. O. E. E. J.*: The Post Office Electrical Engineers' Journal – *Poste e Telecom.*: Poste e Telecomunicazioni – *Proc. Indian Acad. Sci.*: Proceedings of the Indian Academy of Science – *Proc. I. R. E.*: Proceedings of the Institute of Radio Engineers – *Proc. Nat. Acad. Sci.*: Proceedings of the National Academy of Science – *Proc. Phys. Soc. London*: Proceedings of the Physical Society of London – *Proc. Royal Soc. London*: Proceedings of the Royal Society of London – *Pubbl. I. E. N.*: Pubblicazioni dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris – *Pubbl. I. N. E. A. C.*: Pubblicazioni dell'Istituto Nazionale di Elettroacustica O. M. Corbino – *Pubbl. R. I. E. C.*: Pubblicazioni del R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina – *Radio Engng.*: Radio Engineering – *Rass. Poste e Telecom.*: Rassegna delle Poste e delle Telecomunicazioni – *Rass. P. T. T.*: Rassegna delle Poste, dei Telegrafi e dei Telefoni – *Rass. Radio*: Rassegna della Radio e Industrie affini – *R. C. A. Rev.*: R. C. A. Review – *R. C. R. Accad. Sci. Ist. Bologna*: Rendiconto delle

sessioni della Reale Accademia delle Scienze dell'Istituto di Bologna — *R. C. R. Ist. Lombardo* (*Sci. Mat.*): Rendiconti del Reale Istituto Lombardo di Scienze e Lettere (Classe di Scienze Matematiche e Naturali) – *Rep. Radio Res. Japan*: Reports of Radio Researches and Works in Japan – *Rev. d'Acoustique*: Revue d'Acoustique – *Rev. techn. Philips*: Revue Technique Philips – *R. G. E.*: Revue Générale de l'Électricité – *Riv. tecn. F. I.*: Rivista Tecnica delle Ferrovie Italiane – *R. S. I.*: Review of Scientific Instruments – *S. B. Preuss. Akad. Wiss.*: Sitzungsberichte der Preussischen Akademie der Wissenschaften – *Schalltechn.*: Die Schalltechnik – *Siemens Z.*: Siemens Zeitschrift – *Techn. News Bull.*: Technical News Bulletin of the National Bureau of Standards – *Telefunken Mitt.*: Telefunken Mitteilungen – *Telefunken Ztg.*: Telefunken Zeitung – *T. F. T.*: Telegraphen- Fernsprech- und Funk-Technik – *Trans. A. I. E. E.*: Quarterly Transactions of the American Institute of Electrical Engineers – *V. D. I.*: Zeitschrift des Vereines Deutscher Ingenieure – *V. N. T. Siemens*: Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik – *W. E.*: The Wireless Engineer – *Wir. World*: Wireless World – *Wiss. Veröff. Siemens-Werken*: Wissenschaftliche Veröffentlichungen aus den Siemens-Werken – *W. P. P. I. T.*: Wiadomosci i Prace Panstwowego Instytutu Telekomunikacyjnego – *Z. f. Instrumentenkunde*: Zeitschrift für Instrumentenkunde – *Z. f. Phys.*: Zeitschrift für Physik – *Z. f. techn. Phys.*: Zeitschrift für technische Physik.

CONVERTITORI, RADDRIZZATORI.

H. GLOEDE e J. VON ISSENDORF—**Raddrizzatori di corrente come generatori di raggi X.** (E. T. Z., maggio 1943, LXIV, 19-20, pag. 268-270, con 4 fig.).

Tanto nei raddrizzatori ad alto vuoto quanto in quelli a vapori di mercurio le particelle caricate negativamente che urtano contro l'anodo possono dare origine a raggi X, quando la differenza di potenziale che provoca il loro movimento è abbastanza elevata. In previsione di costruzioni di raddrizzatori a vapori di mercurio per tensioni molto alte, nei laboratori della Siemens si sono eseguite misure per accertare se le radiazioni X prodotte in tubi di tale tipo fossero di intensità così grande da riuscire di danno alla salute del personale addetto al funzionamento.

Con un dosimetro adatto, costituito da una camera di ionizzazione di piccole dimensioni, è stata esaminata l'emissione di raggi X di raddrizzatori a vapori di mercurio del tipo con catodo incandescente e del tipo con catodo di mercurio. Alla distanza di circa 40 cm dai tubi si è rilevata una sensibile emissione, soltanto nel caso che l'inizio del passaggio della corrente fosse in ritardo rispetto alla tensione. La corrente fluisce allora, quando la tensione è molto elevata e le particelle caricate negativamente possono assumere energia sufficiente per produrre i raggi X. Per tensioni anodiche dell'ordine di 30 kV, e con correnti medie

di circa 15 A, mentre nel funzionamento normale la radiazione X non era neppure rilevabile, spostando la fase dell'inizio della corrente rispetto al valore zero della tensione si sono misurate intensità di radiazione fino a 0,73 roentgen per giorno (1). Poichè le norme tedesche considerano dannose intensità superiori a 0,025 roentgen per giorno, in tali condizioni di funzionamento i tubi devono venire schermati. *G. G.*

FISICA GENERALE.

W. FURRER — **L'orecchio e l'udito, uno dei fondamenti della tecnica delle telecomunicazioni.** (Bull. techn. T. T. Suisses, dicembre 1943, XXI, 6, pag. 203-217, con 32 fig. [testo tedesco]; aprile 1944, XXII, 2, pag. 41-57, con 32 fig. [testo francese]).

Fra i numerosi rami della tecnica che s'interessano della fisiologia degli organi dei sensi, indubbiamente le telecomunicazioni occupano un posto preminente: due importantissimi mezzi, la radio e il telefono, trasmettono infatti impressioni destinate unicamente all'orecchio.

Struttura dell'orecchio. — È nota la costituzione anatomica dell'organo dell'udito con le sue tre parti: orecchio esterno, chiuso all'estremo dalla membrana timpanica, orecchio medio, con i tre ossicini, martello incudine e staffa, e orecchio interno, di complicata struttura. Qui si trova la chiocciola (fig. 1) — spirale, ripiena di perilinfa, di circa tre giri — divisa per tutta la sua lunghezza in due parti, rampa vestibolare all'interno e rampa timpanica all'esterno, comunicanti all'estremità interna della spirale attraverso un'apertura, elicotrema. La separazione delle due rampe è costituita in parte da una lamina ossea, in parte dal dotto cocleare, condotto riempito anch'esso di perilinfa, appoggiato sulla membrana basilare che fa da sostegno all'organo del Corti: è qui che si ha la terminazione del nervo uditivo. L'orecchio interno comunica con l'orecchio medio per mezzo della finestra ovale, chiusa alla base dalla staffa.

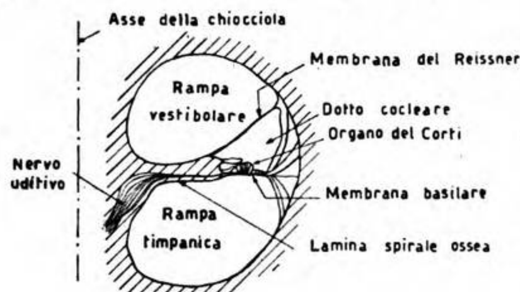


Fig. 1. — Sezione della chiocciola.

(1) Una radiazione X ha il valore di un roentgen quando produce, in un centimetro cubo di aria alla temperatura di 0 °C ed alla pressione di 760 mm di mercurio, tanti ioni che la quantità di elettricità prodotta, di ciascuno dei due segni, sia eguale all'unità elettrostatica.

Meccanismo dell'udito. — È ben conosciuto per quanto riguarda l'orecchio esterno. Le onde sonore pongono in oscillazione la membrana del timpano; il rendimento della trasformazione dell'energia sonora in energia meccanica dipende in primo luogo dall'impedenza acustica della membrana. L'impedenza acustica è definita come rapporto tra la pressione acustica e la velocità delle particelle del mezzo fluido; per onde piane nell'aria è di 42 ohm acustici [newton·s/m³ (*n. d. r.*)], valore questo di poco superiore a quello che si misura tra 600 e 5000 Hz per la membrana anzidetta. Questa lavora perciò come un ricevitore ideale e assorbe quasi completamente l'energia sonora in arrivo.

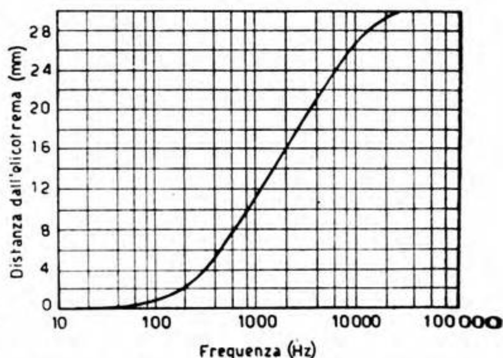


Fig. 2. — Posizione sulla membrana basilare della zona interessata dal suono, in funzione della frequenza.

L'orecchio medio ha principalmente la funzione di adattare l'impedenza acustica della membrana del timpano a quella molto più elevata (140 000 ohm acustici) dell'orecchio interno. L'energia viene trasmessa al liquido contenuto nella chiocciola e pone in vibrazione la membrana basilare sulla quale si trova l'organo del Corti, eccitando così la terminazione del nervo uditivo.

La teoria che più si avvicina alle condizioni reali dell'orecchio è quella del risonatore differenziale, di Helmholtz, secondo la quale ciascun suono di determinata frequenza eccita una zona limitata dell'organo del Corti: i suoni gravi una più ampia, gli acuti una più ristretta, partendo dall'elicotrema (figura 2). Non sono tuttavia chiari completamente i fenomeni che si svolgono in questa parte dell'orecchio. Secondo Fletcher il sistema vibratorio è formato dalla massa della colonna liquida in vibrazione e dall'elasticità di volume del canale cocleare, il quale vibra, per un suono puro, soltanto in una parte molto ristretta. Secondo Békésy le onde progressive provocano dalle due parti della membrana basilare piccoli turbini, dislocati lungo la membrana stessa secondo la frequenza del suono (fig. 3). In ogni modo, per comprendere il meccanismo dell'audizione non è assolutamente indispensabile conoscere esattamente come la membrana basilare vibri: basta sapere che per cia-

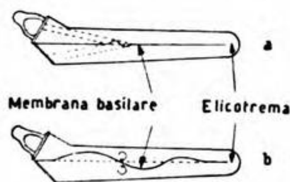


Fig. 3. — Funzionamento della chiocciola secondo Fletcher (*a*) e secondo Békésy (*b*).

scuna altezza di suono solamente una certa zona dell'organo del Corti viene eccitata.

Il problema di come i nervi uditivi trasmettano al cervello l'eccitazione ricevuta — questione comune per altro a tutti i nervi — è ancora per gran parte insoluto. La bassa velocità di propagazione, $60 \div 80$ m/s, fa supporre che non si tratti di un fenomeno puramente elettrico, ma piuttosto di uno chimico; parallelamente però, provocate da modificazioni della concentrazione degli ioni, si hanno manifestazioni elettriche misurabili: le così dette *correnti d'azione*. È tipico della trasmissione nervosa che dopo ciascun impulso di eccitazione il nervo resta incapace di trasmettere nuovi impulsi per un certo tempo (*tempo refrattario*) dell'ordine di 1 ms. In conseguenza di ciò un nervo non può trasmettere che un numero finito di eccitazioni al secondo.

I nervi possono essere eccitati elettricamente: una corrente continua dà un solo impulso al momento della chiusura del circuito, presso a poco proporzionale a $I \sqrt{t}$, essendo I la variazione della corrente che avviene nel tempo t. La corrente continua stazionaria non dà più eccitazione, ma soltanto deteriora i tessuti per elettrolisi o per sviluppo di calore. Per contro una corrente alternativa, per esempio a 50 Hz, provoca una contrazione muscolare permanente dovuta a un'eccitazione nervosa costante. Se la frequenza si fa più elevata, il prodotto $I \sqrt{t}$, anche per forti valori di I, rimane inferiore alla soglia di sensazione e non si ha eccitazione nervosa. Ciò permette le applicazioni di correnti ad alta frequenza per la cura o la distruzione localizzata dei tessuti: diatermia ed elettrochirurgia.

Fenomeni analoghi si svolgono per i nervi uditivi; il tempo refrattario ha grande importanza e impedisce la trasmissione di frequenze superiori a circa 1000 Hz. Il fatto che intendiamo suoni fino a quasi 20 000 Hz è dovuto all'analisi che si determina nell'orecchio interno. L'eccitazione meccanica delle cellule dell'organo del Corti provoca tensioni di frequenza acustica nella chiocciola (*effetto cocleare*): sono probabilmente queste tensioni che originano l'eccitazione del nervo uditivo. Per suoni gravi, inferiori a 1000 Hz, le onde eccitatorie sono in sincronismo con la pressione acustica, cioè a ogni vibrazione completa corrisponde un impulso nervoso. Per i suoni acuti, a causa del tempo refrattario, ciò non si verifica più e le onde eccitatorie dipendono da altri fattori, per esempio dalla intensità del suono. Il numero degli impulsi nervosi per secondo non è perciò sufficiente per riconoscere la frequenza del suono ricevuto, determinata piuttosto dalla zona del canale cocleare messa in movimento.

In quanto all'intensità sonora ricevuta, essa dipende unicamente dal numero di fibre nervose eccitate: contrariamente a quello che avviene per gli altri organi dei sensi, per i quali l'intensità dell'eccitazione determina il numero delle impulsioni nervose.

Applicando una tensione a frequenza udibile tra un elettrodo introdotto nel condotto uditivo, riempito di acqua salata, e un altro colle-

gato, per esempio, con un braccio, si ha un'impressione sonora: esente da distorsione, se la tensione a frequenza acustica è sovrapposta ad una continua. Si deduce che l'orecchio ha una caratteristica quadratica, analoga a quella di un microfono a condensatore: l'effetto quadratico è dovuto all'orecchio medio.

Proprietà dell'orecchio per i suoni stazionari semplici. — Il meccanismo della conduzione nervosa fa supporre che l'orecchio, come gli altri organi dei sensi, debba avere una certa soglia di eccitazione al di sopra della quale comincia bruscamente l'impressione sensitiva; tale soglia si è trovata dipendente dalla frequenza e passa per valori che si dimostrano provvidenziali. Per esempio, nell'aria a temperatura normale le molecole gassose sono in continua agitazione termica: ne risultano piccole, ma permanenti variazioni di pressione, di poco inferiori alla soglia di udibilità (fig. 4); se l'orecchio fosse leggermente più sensibile, udremmo senza interruzione un brusio molto molesto. È importante fisiologicamente la diminuzione di sensibilità alle basse frequenze, senza la quale percepiremmo costantemente i rumori del vento, della circolazione del sangue, della digestione, e così via. Il limite contro le frequenze superiori è utile per proteggerci contro l'effetto esagerato di rumori di origine meccanica, ricchi sempre di alte frequenze.

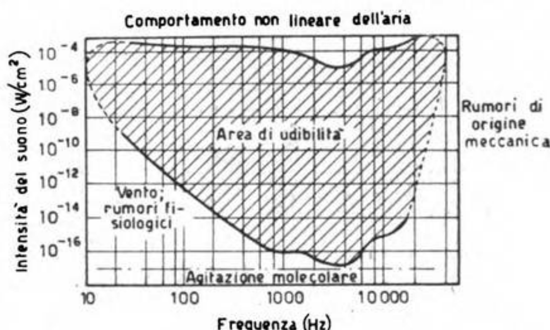


Fig. 4. — Limiti naturali dell'area di udibilità.

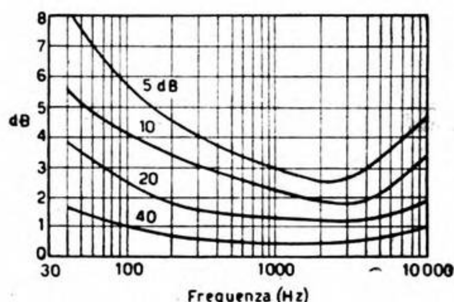


Fig. 5. — Minime variazioni (in decibel) dell'intensità sonora percepibili, in funzione della frequenza, per differenti livelli sonori (riferiti a 10^{-16} W/cm²).

Se si aumenta l'intensità dei suoni, si giunge, com'è noto, alla così detta soglia di dolore, la quale si trova approssimativamente al livello ove il movimento ondulatorio dell'aria cessa di essere puramente elastico.

L'impressione sonora deve raggiungere un certo livello prima che si possa percepire una sua variazione. La figura 5 mostra, in funzione

della frequenza, le minime variazioni dell'intensità sonora percepibili per differenti intensità di suono (espresse in rapporto a 10^{-16} W/cm²). A 1000 Hz, mentre in un suono col livello di 40 decibel sono percepibili variazioni di 0,5 decibel, in un suono di 5 decibel occorrono variazioni di almeno 3 decibel. Si conclude che le distorsioni lineari dei suoni di entità non notevole non disturbano gran che; minori di un decibel non sono neanche avvertite.

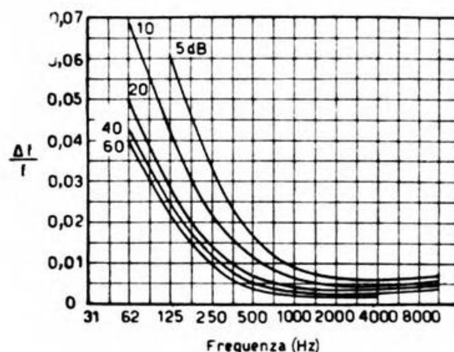


Fig. 6. — Minime variazioni di frequenza percepibili, in funzione della frequenza, per differenti livelli sonori (riferiti a 10^{-16} W/cm²).

Un fenomeno analogo si ha per la frequenza: dalla figura 6 si rileva che, oltre i 500 Hz, sono percepibili variazioni nella frequenza di 0,2-0,3%, mentre per frequenze più basse la sensibilità decresce fortemente. A titolo di confronto si ricorda che una variazione del 12% circa corrisponde a un tono musicale.

Sulla base delle curve precedenti Fletcher ha trovato che l'orecchio può distinguere 540 000 suoni puri.

Il rapporto tra l'intensità dell'eccitazione e quella della sensazione obbedisce, almeno approssimativamente, alla legge fisiologica di Weber-Fechner: la sensazione è proporzionale al logaritmo dell'eccitazione. Si è condotti perciò nelle rappresentazioni delle curve di sensibilità uditiva a usare scale logaritmiche. L'eccitazione si suol valutare o mediante la pressione acustica (microbar ossia dine/cm²), ovvero mediante l'intensità sonora (W/cm²). La *sensazione equivalente*, cioè l'intensità soggettiva o « forza » del suono (*Lautstärke*), è misurata nell'unità internazionale logaritmica detta phon.

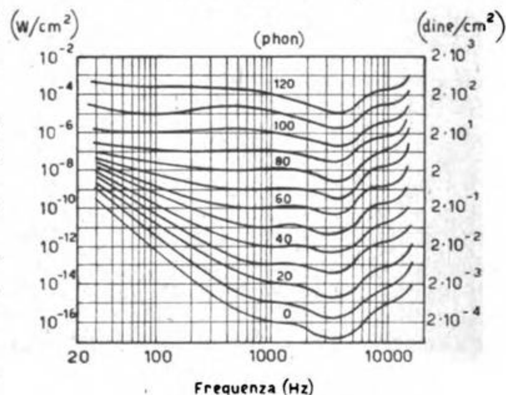


Fig. 7. — Curve di eguale sensazione equivalente.

La sensazione equivalente si stabilisce per paragone con un suono campione. Il suono campione è prodotto da un'onda piana progressiva a 1000 Hz, che provenga all'osservatore di fronte; la sua intensità è

variabile. Si ascolta alternativamente il suono in esame e quello campione di cui si varia l'intensità fino all'uguaglianza (soggettiva) delle intensità. L'intensità del suono campione si riporta all'intensità di riferimento $I_0 = 10^{-16}$ W/cm² (corrispondente a circa $2 \cdot 10^{-4}$ μB). La sensazione equivalente è data allora da $L = 10 \log_{10} I/I_0$ phon. Si costruiscono così le curve di egual sensazione (fig. 7).

La scala introdotta, logaritmica, non può servire a tutti gli scopi per il fatto che la legge di Weber-Fechner non è valida rigorosamente per l'udito. Fletcher ha proposto un'altra grandezza, l'*intensità uditiva* (*Lautheit*), che si è imposta rapidamente per la sua utilità. La scala di questa grandezza è fatta in modo che un suono che dia impressione sonora doppia di un altro abbia anche intensità uditiva doppia. Un suono di 0 phon ha intensità uditiva 1, uno di 120 phon intensità uditiva 10^6; il rapporto tra intensità uditiva e sensazione equivalente del suono è espresso dalla curva della figura 8 ed è valido per tutte le frequenze.

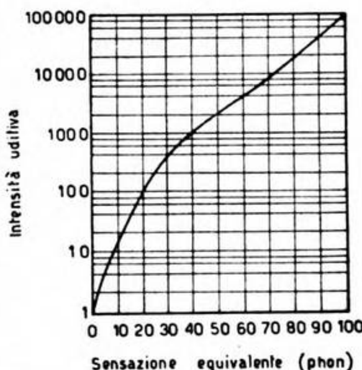


Fig. 8. — Intensità uditiva in funzione della sensazione equivalente.

Il numero che esprime l'intensità uditiva è, per il meccanismo stesso dell'audizione, proporzionale al numero delle fibre nervose eccitate. La figura 9 mostra la relazione tra l'intensità uditiva così definita e l'intensità oggettiva del suono. Si rileva subito l'elevazione della soglia di udibilità alle basse frequenze. Così a 50 Hz, per esempio, per impressionare l'orecchio ci vuole un' eccitazione sonora di 53 decibel maggiore che a 1000 Hz. La curva relativa a 50 Hz s'innalza poi rapidamente. Ciò è in stretta relazione col fatto che i suoni gravi stimolano una zona relativamente larga dell'organo del Corti, mentre i suoni acuti interessano soltanto una zona molto ristretta.

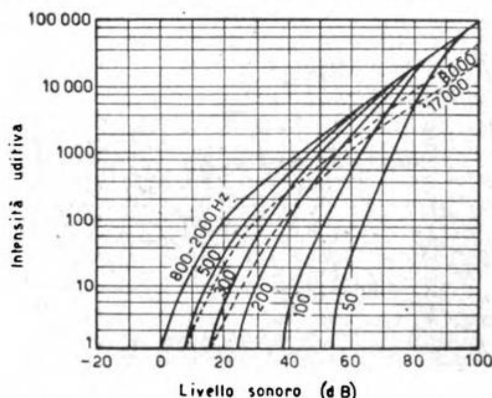


Fig. 9. — Intensità uditiva in funzione del livello sonoro (riferito a 10^{-16} W/cm²).

A ciò è legato il fenomeno della formazione di armoniche soggettive nell'orecchio. Ascoltando un suono puro di sufficiente intensità si odono, specialmente alle basse frequenze, suoni armonici di quello. La figura 10 mostra la minima sensazione equivalente che è necessaria, alle varie frequenze, per la formazione di tali armonici. Recenti esperienze mostrano che quest'effetto ha per sede l'orecchio interno.

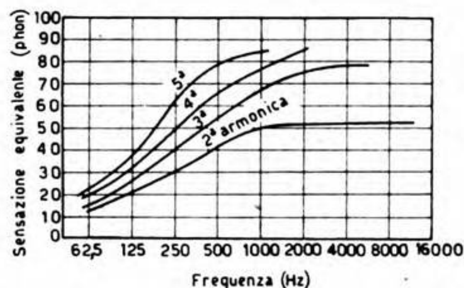


Fig. 10. — Intensità di soglia per la formazione delle armoniche soggettive.

Anche qui ha sede il fenomeno dello spostamento di frequenza, per cui i suoni più intensi si percepiscono di frequenza diversa da quella reale, precisamente minore per i suoni gravi e maggiore per gli acuti (fig. 11). Esso ha importanza quando, ad esempio, un concerto si trasmette e poi si riproduce con intensità sensibilmente più piccola dell'originaria.

Proprietà dell'orecchio per i suoni stazionari complessi. — I suoni sono in genere accompagnati da armonici che l'orecchio ha facoltà di distinguere (legge di Ohm per l'acustica). Se poi l'orecchio è colpito da più suoni, si ha un altro fenomeno: la formazione soggettiva di suoni composti. Due suoni, di frequenza f_1 e f_2, dànno origine a suoni di frequenza $m\,f_1 \pm n\,f_2$ (essendo m ed n interi). Particolarmente sentiti sono i suoni di frequenza $f_1 - f_2$ e $f_1 + f_2$. Ciò normalmente non dà disturbo, perchè in genere si ha un suono con i suoi armonici e i suoni composti di questi sono ancora armonici e cioè compresi tra i precedenti.

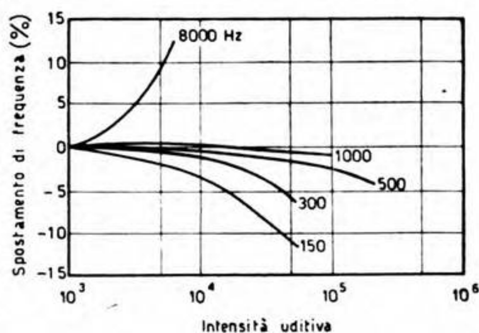


Fig. 11. — Spostamento di frequenza soggettivo in funzione dell'intensità uditiva e della frequenza.

L'intensità uditiva risultante di più suoni è eguale alla somma delle intensità uditive dei singoli componenti, a patto che questi siano sufficientemente distanziati in frequenza (almeno 500 Hz). In caso contrario si ha un effetto di mascheramento; il suono più debole non può essere udito perchè le fibre nervose interessate sono impegnate dal più forte. Sono specialmente i suoni gravi che mascherano gli acuti per il fatto che

essi interessano una zona più larga della membrana basilare. Il grafico della figura 12 dà il grado di mascheramento, che si esprime in decibel e indica di quanto deve aumentare l'intensità del suono mascherato perchè possa appena intendersi. Il grado di mascheramento diminuisce quando le frequenze dei due suoni sono vicinissime, per un fenomeno di battimento.

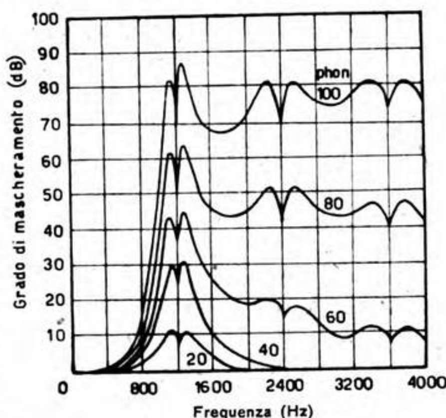


Fig. 12. — Effetto di mascheramento: suono mascherante di 1200 Hz e varia sensazione equivalente (da 20 a 100 phon).

L'effetto di mascheramento permette di equilibrare senza fatica a orecchio i ponti di misura alimentati a frequenze udibili. Nella maggior parte dei casi, oltre al suono fondamentale, si hanno armonici per i quali il ponte non è in equilibrio e che perciò son presenti con intensità anche notevole: ma essendo di frequenza alta non mascherano il suono fondamentale.

La figura 13 mostra l'effetto del distanziamento delle frequenze sul mascheramento; questo scompare quando le frequenze differiscono di 500 Hz o più.

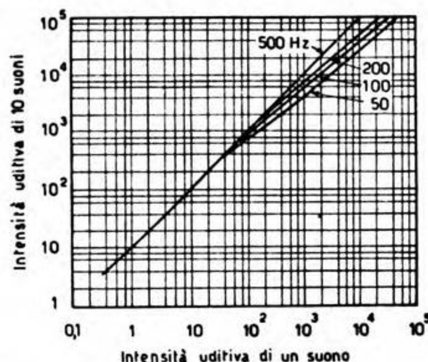


Fig. 13. — Intensità uditiva complessiva di 10 suoni di eguale intensità con vari intervalli di frequenza (20, 100, 200 e 500 Hz), in funzione dell'intensità uditiva di un solo suono.

Soltanto orecchi molto esercitati distinguono gli armonici che accompagnano un suono. In generale si percepisce solo il suono fondamentale. Inoltre la percezione dell'altezza del suono non muta, anche se si sopprima la frequenza fondamentale e qualche armonica. Per questo motivo in telefonia si può eliminare la banda al di sotto di 300 Hz senza alterare molto il timbro della voce. Il fenomeno, detto del ***residuo***, si spiega pensando che il tono fondamentale può formarsi nell'orecchio per differenza di due armonici.

Proprietà dell'orecchio per i suoni non stazionari. — Sia allo stabilirsi, sia al cessare dell'emissione di una sorgente sonora, l'orecchio dà prova

di una certa inerzia; rispettivamente, sente il suono 0,2 s circa dopo che è stabilito e per 0,5 s circa dopo che è cessato.

Steudel ha studiato il comportamento dell'orecchio per suoni molto brevi; ha trovato che soltanto l'energia percepita nei primi 0,3 ms dà la sensazione sonora. È stato anche ricercato (Bürk, Kotowski e Lichte)

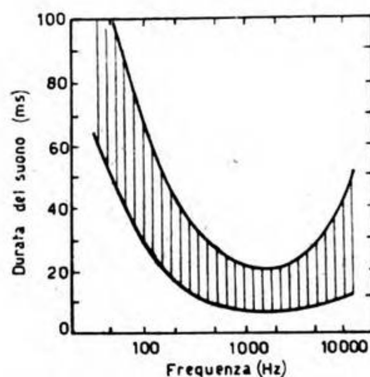


Fig. 14. — Tempo minimo occorrente per riconoscere l'altezza di un suono, in funzione della frequenza.

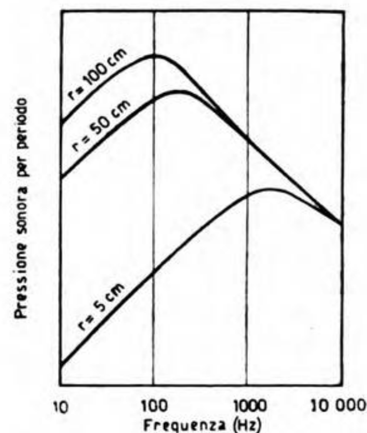


Fig. 15. — Spettro sonoro di uno scoppio ideale, secondo Weber.

il tempo minimo occorrente per riconoscere l'altezza di un suono (fig. 14). È questo un dato che dipende non tanto dalle proprietà dell'orecchio quanto dalle leggi generali delle oscillazioni: un impulso sonoro molto corto è infatti di frequenza indeterminata, perchè contiene tutte le frequenze.

Per studiare il comportamento dell'orecchio nei confronti delle detonazioni, si può supporre il caso ideale di far scoppiare sfere di raggio r sottoponendole a una sovrappressione. La figura 15 mostra lo spettro sonoro di tale fenomeno: il massimo della pressione acustica per periodo si trova alla frequenza corrispondente a una lunghezza d'onda eguale all'incirca a 3,5 volte il raggio della sfera. Lo scoppio di una grossa bomba aerea produce ancora a 50 m di distanza una pressione di 3 atmosfere; vi corrisponderebbe un raggio della sfera anzidetta di 1000 m: la frequenza alla quale si manifesta il massimo di energia per periodo è circa 0,1 Hz. Per un colpo di rivoltella sarebbe $r = 10$ cm e la frequenza 1000 Hz. Una potente detonazione energica del primo tipo deteriora soprattutto l'orecchio medio; una meno vigorosa (colpo d'arma da fuoco, onda prodotta dal passaggio di un proiettile animato da velocità superiore a quella del suono) manifesta il massimo di energia alle alte frequenze: l'orecchio medio resiste, ma può rimanere gravemente dete-

riorato l'organo del Corti. Si giunge perfino alla distruzione completa del canale cocleare. Le lesioni di questa natura sono tipiche dei serventi di cannoni anticarro o antiaerei, i cui proiettili hanno altissime velocità iniziali.

Influenza della fase. — Il funzionamento dell'orecchio interno è tale che per suoni formati da vari componenti stazionari, le fasi di questi ultimi non hanno importanza nella percezione. Ciò permette, ad esempio, di trascurare la caratteristica di fase dei sistemi di trasmissione elettrica destinati alla riproduzione acustica. Le fasi hanno importanza nelle parti non stazionarie dei fenomeni acustici, così, ad esempio, per i suoni di strumenti a percussione o per i rumori analoghi a impulsi (colpi d'arma da fuoco e simili). Nel complesso di un sistema di trasmissione, microfoni e altoparlanti hanno in genere trascurabili distorsioni di fase, le linee e gli amplificatori ne presentano invece in misura rilevante: ciò spiega perchè sovente i rumori con carattere di impulsi son così male trasmessi.

Audizione binauricolare. — L'azione combinata dei due orecchi dà la sensazione della distanza e della direzione della sorgente sonora: quando questa non sia posta nel piano di simmetria della testa, le onde sonore pervengono alle due orecchie con differente intensità e in tempi diversi. Il primo fenomeno è dovuto alla diffrazione per la presenza del capo e manca per suoni di frequenza inferiore a 300 Hz, i quali perciò non possono essere localizzati che per l'anzidetta differenza di tempo. Questa, dovuta al diverso cammino delle onde per pervenire all'uno o all'altro orecchio, manca tuttavia se il suono è stazionario. Ciò spiega la difficoltà di localizzare la sorgente di suoni stazionari, specie di bassa frequenza: di una sirena d'allarme, ad esempio, in funzionamento di regime; quando invece questo s'interrompa, il suono va affievolendosi e la direzione si percepisce bene. I rintocchi delle campane, che non sono suoni stazionari, si localizzano sempre con facilità.

Conduzione ossea. — Si può generare la sensazione sonora comunicando direttamente al cranio vibrazioni a frequenza acustica. La membrana basilare è eccitata in maniera analoga a quella che si ha per la conduzione aerea: inviando infatti contemporaneamente lo stesso suono per conduzione ossea e per via aerea, e regolandone opportunamente l'ampiezza e la fase rispettiva, si può giungere a procurare il silenzio. Non è chiaro tuttavia il meccanismo per cui nei due casi si generano oscillazioni della stessa natura. Se l'orecchio medio è infiammato, se il condotto uditivo è chiuso, il suono trasmesso per via ossea è più intenso: questo fenomeno è prezioso per la diagnosi delle malattie dell'orecchio.

Nella guerra attuale sono frequenti le lesioni all'orecchio dei combattenti, per lo più alla membrana timpanica. Si comprende quale importanza abbia la produzione di buoni apparecchi per conduzione ossea ai fini della rigenerazione in codesti colpiti del senso dell'udito, forse il più importante per la vita emotiva. *N. L. B.*

MISURE.

B. Fleischer — **Un errore d'ampiezza nei termoamperometri.** (H. F. Techn. u. El. Ak., agosto 1942, LX, 2, pag. 44-49, con 7 fig.).

Considerando i valori assai diversi che le varie ditte forniscono come limite superiore di frequenza per termoamperometri a termocoppia aventi la stessa portata, vengono studiati due strumenti da 500 mA, di case distinte, aventi come limiti rispettivamente 1 e 80 MHz. Lo

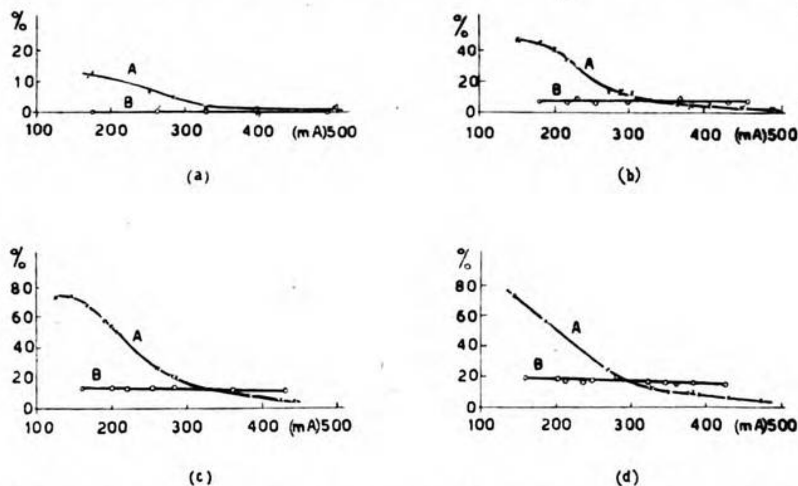


Fig. 1. — Andamento dell'errore percentuale degli strumenti *A* e *B* per $f = 5{,}8$ MHz (*a*), $f = 39{,}2$ MHz (*b*), $f = 89$ MHz (*c*), $f = 106$ MHz (*d*).

Zinke (1) aveva enunciato la regola empirica, che il prodotto della portata in ampere per 4 dà la lunghezza d'onda in metri, per la quale l'errore raggiunge all'incirca il 5 %: nel caso esaminato la frequenza limite sarebbe 150 MHz; le ricerche svolte dall'autore permettono di asserire che tale regola ha una validità limitata.

Le misure sono state eseguite rilevando le caratteristiche dei due strumenti per confronto con un amperometro campione, costituito da una lampadina associata ad una fotocella, ed hanno fornito i risultati della figura 1. Appare come l'accennata regola empirica sia verificata soltanto al fondo della scala: per lo strumento *B* l'errore, all'incirca proporzionale alla frequenza, è dovuto ad una derivazione capacitiva, mentre per quello *A* interviene l'effetto pellicolare a complicarne l'andamento.

(1) O. Zinke: Hochfrequenzmesstechnik - S. Hirzel, Leipzig, 1938.

Allo scopo di giustificare i risultati sperimentali, viene svolta una trattazione teorica, con cui sono determinati i valori della temperatura in ogni punto di un conduttore rettilineo di lunghezza l, avente sezione circolare di raggio a, percorso da corrente, nell'ipotesi fondamentale che le sorgenti di calore equivalenti all'effetto Joule siano distribuite superficialmente con una determinata densità δ. Prendendo le mosse dall'equazione differenziale che esprime il bilancio termico per l'unità di volume del materiale esaminato, si ricava la temperatura come integrale generale di un'altra equazione differenziale, ottenuta dalla prima mediante alcune ipotesi semplificative. La temperatura viene data sotto forma di una serie, ciascun termine della quale è il prodotto di una funzione di Bessel del solo raggio per una funzione circolare della sola ascissa z lungo il conduttore, computata a partire dal suo estremo sinistro. Per determinare i coefficienti delle funzioni e delle variabili indipendenti che intervengono nei loro argomenti, si introducono le condizioni al contorno, che legano fra di loro la densità termica superficiale δ con le conduzioni termiche interna k ed esterna h e la radiazione di costante σ. I risultati sono diversi secondo che sia possibile trascurare alcune di tali grandezze; ne conseguono i seguenti casi.

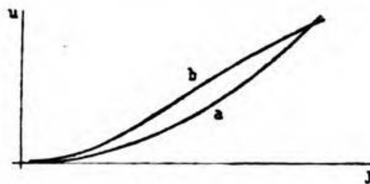


Fig. 2. — Andamento della temperatura u in funzione della corrente J nei casi di sola conduzione termica (curva a) e di conduzione e radiazione (curva b).

1) Conduzione interna k prevalente. L'andamento della temperatura superficiale (il più interessante) è di tipo sinoidale, con ampiezza che dipende da k e dal rapporto a/l. Il valore massimo, che si ha per $z = l/2$, risulta per altro eccessivo rispetto a quello misurato, cosicchè si rende necessaria l'introduzione di h nei calcoli. Il gradiente di temperatura, nullo nel centro del conduttore ($z = l/2$), risulta infinito agli estremi ($z = 0$, $z = l$), cioè ivi la temperatura subisce un salto.

2) Conduzioni interna k ed esterna h prevalenti. Per $k \ll 1$ o per $a/l \ll 1$, la temperatura superficiale è costante per tutta la lunghezza, cioè non dipende dalle superfici terminali. Il gradiente risulta ancora infinito agli estremi.

3) Conduzione esterna h e radiazione di coefficiente σ prevalenti. È il caso in cui la temperatura del conduttore supera notevolmente quella ambiente; la prima cresce con la radice quadrata della corrente.

Per un caso particolare vengono eseguiti i calcoli numerici, che si accordano con la teoria svolta.

In riepilogo, per corrente continua, intervenendo sempre la conduzione interna e quella esterna, e potendo invece essere trascurata la radiazione, si ottiene una dipendenza quadratica fra la f.e.m. termica e la corrente. Nel caso di effetto pellicolare, invece, dovendosi tener conto

della conduttanza esterna e della radiazione, si verifica fra tali grandezze una dipendenza dapprima quadratica, poi lineare e infine secondo la radice quadrata. Poichè le due curve per la corrente continua e per la corrente alternata si debbono intersecare (fig. 2), per un punto l'indicazione è giusta anche in presenza di effetto pellicolare.

In conclusione, superato il limite d'indipendenza dalla frequenza, i termoamperometri indicano sempre una corrente in eccesso. Per altro questo errore non è proporzionale alla deviazione, bensì diminuisce al crescere dell'ampiezza, fino a scendere a meno del 5 %, per il valore al fondo della scala, entro un ampio campo di frequenza. Tale campo corrisponde all'incirca a quello voluto dalla regola dello Zinke. Nel caso di utilizzazione sopra i limiti fissati dalle ditte, non basta dunque una sola misura (per esempio in corrispondenza della portata nominale) per determinare lo scarto percentuale dal valore effettivo, ma si deve eseguire la taratura lungo tutta la scala.

[*I rilievi sperimentali e la loro interpretazione teorica rappresentano un nuovo pregevole contributo nel campo delle misure di corrente ad alta frequenza. Alcuni appunti che sembra si possano fare agli sviluppi analitici non infirmano sostanzialmente le conclusioni.* — n. d. r.]. *C. E.*

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

H. JACOT — **Ripetitore telefonico di grande stabilità per circuiti a due fili.** (Bull. techn. T. T. Suisses, giugno 1942, XX, 3, pag. 81-91, con 5 fig.).

L'uso di ripetitori telefonici ordinari a due fili comporta qualche difficoltà, specie quando, qualunque ne sia la causa, si abbia uno sfavorevole punto di innesco delle oscillazioni. Com'è noto, un siffatto ripetitore — quadripolo attivo che deve consentire l'amplificazione nei due sensi di trasmissione — viene inserito in circuito con l'ausilio di due traslatori differenziali e di due linee artificiali, ciascuna delle quali fa equilibrio a una delle due linee che giungono alla stazione amplificatrice (1). La stabilità del sistema dipende dall'esattezza con cui si può effettuare l'equilibrio. Se s'indicano con G_1 e G_2 i guadagni in ciascun senso, con b_1 e b_2 le attenuazioni delle linee (compreso l'aumento dovuto all'imperfetto adattamento con gli equilibratori), la condizione di stabilità si scrive:

$$G_1 + G_2 < b_1 + b_2 .$$

Il guadagno degli amplificatori non può perciò sorpassare un certo limite (oltre il quale si innescano le oscillazioni) e, per conseguenza, l'equivalente di trasmissione del complesso non può scendere al di sotto di un certo valore.

Si è soliti disporre un circuito ad attenuazione variabile, comandato dalle correnti foniche stesse, il quale esalta il guadagno in un senso e diminuisce contemporaneamente quello nel senso opposto. Il sistema

(1) Si veda la figura a pag. 62 di questo stesso fascicolo.

ora descritto consiste nel sopprimere del tutto l'amplificazione in un senso a beneficio di quella nell'altro. Ciò si ottiene per mezzo di relè azionati dalle correnti di conversazione.

La figura 1 mostra lo schema di principio. Gli amplificatori speciali 1 e 2 comandano un relè differenziale da cui dipendono i contatti *A* e *B*.

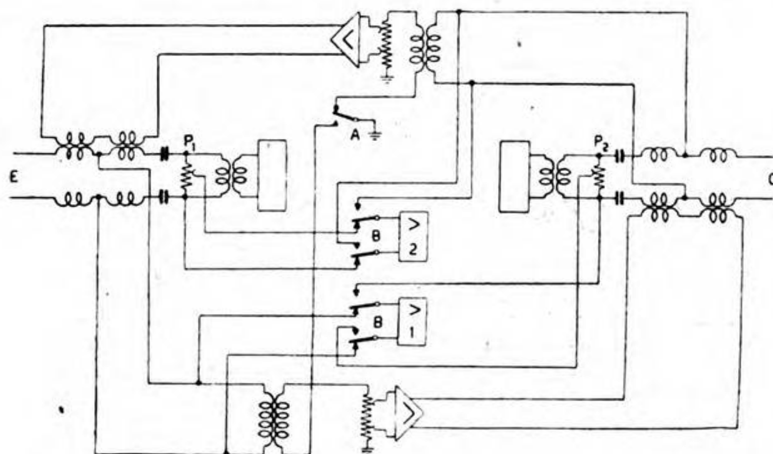


Fig. 1. — Schema di principio dell'amplificatore per circuiti a due fili di grande stabilità.

Il contatto *A* fa sì che gli amplificatori vocali dei due sensi funzionino uno per volta; nelle condizioni della figura ha libera via la comunicazione *O-E*. La corrente amplificata non ha effetto (o ne ha pochissimo) sull'amplificatore 1, ma viene applicata all'altro 2; il potenziometro P_1 è regolato in modo da avere una corrente differenziale all'uscita, sufficiente affinchè *A* e *B* permangano nelle condizioni attuali. Tosto che l'abbonato *E* parli, la corrente proveniente da *E* agisce su 1, ma non su 2; segue lo scambio dei contatti *A* e *B* e ciò dà via libera alla conversazione *E-O* e predispone gli amplificatori 1 e 2 per permettere all'interlocutore *O* di interrompere a sua volta quando vuole parlare.

La parte più importante e interessante del sistema è costituita dal complesso dei due amplificatori speciali e dei relè; i primi proporzionati in modo che siano evitate false manovre a causa di disturbi in linea o di echi anormali, i secondi con tempi di operazione molto brevi (4 ms) sì da non introdurre peggioramenti nell'intelligibilità della conversazione per effetto di taglio di sillabe.

I risultati sperimentali han confermato l'efficienza del nuovo dispositivo, che, pur non dovendosi considerare come un rimedio universale per tutti i difetti dei circuiti telefonici, può rendere buoni servigi in determinati casi. Ad esempio, in un posto in cui con i ripetitori ordinari non

si poteva avere un equivalente di trasmissione minore di 1,34 neper, perchè altrimenti si innescavano oscillazioni, fu possibile, col nuovo complesso, ridurre l'equivalente suddetto a 0,35 neper. *N. L. B.*

W. KELLER — **Raccordo radiotelefonico alla rete pubblica svizzera.** (J. Télécomm., agosto 1943, X, 8, pag. 109-114, con 9 fig.).

L'installazione di linee telefoniche con posti isolati e lontani in montagna (ad esempio, rifugi) si presenta costosa e difficile; l'esercizio poi è quanto mai precario per numerose cause naturali, come valanghe, frane, scariche atmosferiche e così via. Sono stati fatti da qualche tempo vari tentativi di collegamento radiotelefonico; i progressi conseguiti nel campo delle onde corte hanno incoraggiato le ricerche e gl'impianti sono sempre più aumentati di numero.

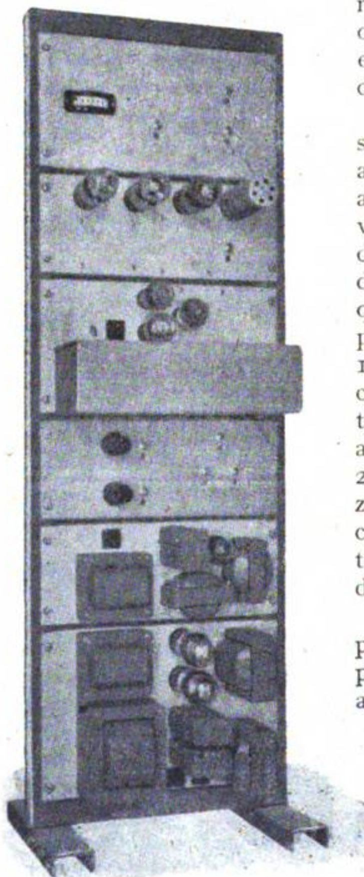


Fig. 1. — Stazione di raccordo.

Quello che si descrive, consta di una stazione di raccordo e di una stazione di abbonato. La prima (fig. 1) viene situata, anche all'aperto, in posto opportuno, a valle, facilmente accessibile e non troppo distante dalla rete telefonica e dalla rete di distribuzione dell'energia elettrica, alle quali si collega con apposite linee. Comprende il trasmettitore (della potenza di 10 W) e il ricevitore, entrambi per onde corte (da 4 a 7 m), dotati di distinte antenne direttive a dipolo; essi vengono alimentati dalla rete, con un consumo di 22 W per il solo ricevitore, che è in funzione in permanenza, e di 120 W per il complesso dei due. La stazione è completata da vari altri organi, filtri, generatore d'impulsi, selettori.

La stazione d'abbonato (fig. 2) comprende egualmente un trasmettitore (della potenza di 0,3 W) e un ricevitore, con due antenne distinte direttive. L'alimentazione può essere fatta dalla rete, se è disponibile; ma nella maggior parte dei casi è eseguita con pile, la cui durata è prevista di 9-12 mesi. Per non consumare inutilmente queste ultime, gli apparecchi sono normalmente disinseriti ed entrano in funzione quando si sollevi il microtelefono. Un mec-

canismo ad orologeria (la cui carica dura da 4 a 6 settimane) inserisce il solo ricevitore ogni mezz'ora per due minuti, per permettere la ricezione.

Quando si vuol parlare dal posto terminale, sollevato il microtelefono si compone una cifra determinata, per esempio zero. Il ricevitore della stazione di raccordo è sempre attivo e perciò raccoglie gli impulsi trasmessi e li invia al selettore degli impulsi, il quale stabilisce il collegamento con la centrale telefonica e, contemporaneamente, mette in funzione il trasmettitore.

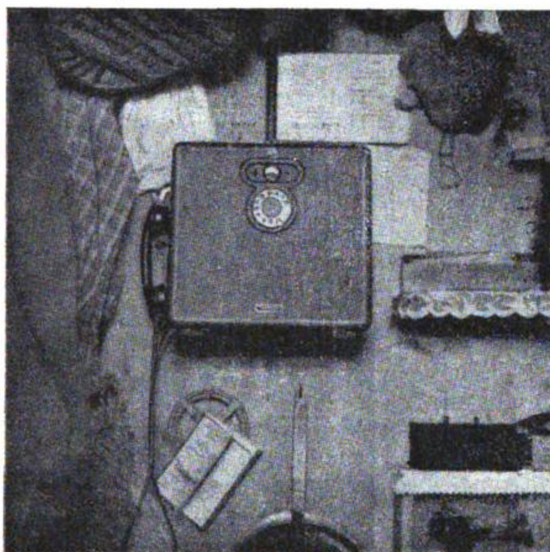


Fig. 2. — Stazione terminale in una capanna del «Club alpino svizzero».

zione il trasmettitore. Il selettore agisce soltanto se gl'impulsi corrispondono per numero, per durata e per intensità; si evitano così false manovre per effetto di disturbi atmosferici. Nel microtelefono si sente ora il segnale di centrale e si può comporre il numero desiderato, come da un comune apparecchio.

Per chiamare il posto telefonico, ci si rivolge alla centrale interurbana competente. La telefonista dell'ufficio conosce l'ora di entrata in funzione dell'apparecchio di ricezione per effetto del meccanismo d'orologeria anzidetto e, uno o due minuti prima, chiama la stazione intermedia; ciò provoca la marcia di un commutatore, che per sei minuti dà luogo all'emissione del segnale radio di chiamata. In tale modo l'operatrice non è obbligata a stare in attesa della risposta e può accudire ad altre mansioni.

Se il posto telefonico risponde, si mette in collegamento con la centrale che può stabilire la comunicazione col richiedente; se non risponde, trascorsi i sei minuti la stazione di raccordo torna nelle condizioni di riposo normali. *N. L. B.*

O. E. BUCKLEY — **L'avvenire della telefonia transatlantica.** (J. Télé-comm., settembre e ottobre 1943, X, 9 e 10, pag. 125-130 e 141-147).

I progressi attuati nel campo telefonico permettono oggi di scambiare conversazioni terrestri quasi perfette, a qualunque distanza. L'allargamento della banda trasmessa sui circuiti ha reso poi possibile convogliare centinaia di conversazioni su un'unica linea. L'avvenire della telefonia transatlantica è strettamente legato a tale estensione della gamma di frequenza utilizzabile. I primi messaggi telegrafici furono trasmessi sui cavi tra l'Europa e l'America con un ritmo di circa due parole al minuto, che corrisponde a 1 Hz circa. I progressi furono rapidi; specialmente importante, nel 1924, l'introduzione del cavo caricato con permalloi secondo il metodo Krarup, che permise di portare il limite di frequenza trasmesso a più di 100 Hz e di quadruplicare la portata del traffico rispetto a un cavo delle stesse dimensioni e della medesima lunghezza, ma senza aumento dell'induttanza.

Ben altre sono tuttavia le esigenze di un cavo telefonico, che deve trasmettere fino a 3000 Hz almeno. I più lunghi cavi sottomarini per telefonia esistenti non superano i 300 km; un cavo transatlantico sarebbe di 2500 km per la via delle Azzorre, di 3300 km per la via Terranova--Irlanda. Verso il 1928 i progressi conseguiti nella tecnica furono sufficienti per fare intraprendere seriamente lo studio di un cavo siffatto. La struttura prescelta fu quella unifilare con conduttore di ritorno costituito da un cilindro di rame coassiale col filo centrale e isolato da questo per mezzo di paragutta. Fu ammessa un'attenuazione di 165 decibel a 3000 Hz, la massima compatibile col livello dei rumori di fondo. Un tronco sperimentale di 37 km fu costruito nel 1930 e posato in mare per studiarne il comportamento. Contemporaneamente furono eseguite misure sulle apparecchiature terminali, simulando il cavo con una linea artificiale di eguali caratteristiche. Nel complesso risultò che la costruzione poteva essere soddisfacente sotto l'aspetto tecnico; avrebbe funzionato meglio del collegamento radio, per altro sarebbe costata molto di più, tenuto conto del fatto che si sarebbe potuta effettuare una sola comunicazione per volta. La crisi mondiale di allora contribuì a far rinviare la costruzione, mentre intanto le radiocomunicazioni procedevano a importanti e radicali perfezionamenti.

Nel 1927 fu aperto al pubblico il servizio radiotelefonico a onda lunga tra gli Stati Uniti d'America e l'Inghilterra; nel 1928 si aggiungeva il primo collegamento a onde corte. Queste, per i loro indiscutibili pregi (minore potenza occorrente, dirigibilità, maggiore semplicità d'impianto, maggiore larghezza di banda utilizzabile), s'imposero rapidamente; nel 1939 si avevano nel mondo 170 collegamenti radiotelefonici a onde corte, di cui 5 attraverso l'Atlantico.

Le onde corte presentano tuttavia alcuni svantaggi, evanescenze, distorsioni, disturbi, instabilità, tali che il collegamento non può essere assicurato con continuità: nè per la qualità, nè per la regolarità il servizio

radio può dare le stesse garanzie di quello su filo. Inoltre, per ragioni inerenti alla distribuzione delle radiofrequenze tra i vari servizi che le utilizzano, la radiotelefonia non dispone che di una banda di circa 4 MHz (tra 14 e 18 MHz): in essa possono trovar posto 1000 canali telefonici, cioè 500 a doppia via, dei quali però soltanto un decimo, circa 50, può essere riservato alle comunicazioni attraverso l'Atlantico.

Appare quindi opportuno studiare anche il progetto di un cavo che possa servire quale efficace completamento della radiocomunicazione, atto soprattutto ad assicurare la continuità del servizio. Escluso il cavo a conversazione unica, le ricerche si sono orientate verso uno a vie multiple, per esempio con 12 canali di 4 kHz ciascuno, con frequenze trasmesse fino a 48 kHz circa, come si ha sulla terraferma. Per ciò sono necessari gli amplificatori; si è pensato di racchiuderli in scatole cilindriche, di piccolo diametro, di acciaio, resistenti alle altissime pressioni del fondo marino e con struttura tubolare flessibile atta ad essere incorporata fra gli spezzoni di cavo e ad essere avvolta con questi attorno alle pulegge delle navi di posa.

L'alimentazione è fatta per mezzo degli stessi conduttori del cavo, costituiti da un filo centrale e da un tubo concentrico, separati da paragutta. I filamenti di accensione sono collegati in serie sul conduttore centrale; la caduta di tensione attraverso il filamento fornisce il potenziale di placca. I tubi elettronici sono stati progettati in modo da rimanere in vita per 20 anni consecutivi (presentano larga superficie emittente, bassa temperatura di accensione, particolare robustezza per resistere alle sollecitazioni considerevoli e agli urti durante la posa). Per un cavo della lunghezza di 3500 km (Terranova - Gran Bretagna) son previsti 47 amplificatori a distanza di 80 km; la differenza di potenziale continua applicata agli estremi è 2000 V; la banda trasmessa 48 kHz. Sono possibili 12 comunicazioni di 4 kHz ciascuna o, sacrificando un po' la qualità, 24, di 2 kHz ciascuna. Il cavo permette la trasmissione in un solo senso; per la conversazione completa son previsti due cavi.

Le esperienze sono in corso da parecchio tempo, ma ne occorrerà ancora molto altro prima che siano raggiunte le migliori condizioni per affrontare una costruzione così complessa e delicata. Si asserisce che il costo risultante per circuito telefonico è paragonabile con quello di un collegamento radio.

È impossibile prevedere lo sviluppo futuro della telefonia transatlantica; ma si può immaginare che l'introduzione dei sistemi a larga banda favorirà la concentrazione del traffico su poche stazioni terminali. La rete transoceanica risulterebbe costituita da un gran numero di ponti radio a onde corte di piccola potenza e a un solo canale, e da pochi altri con grande potenza di trasmissione e a larga banda, utilizzanti a pieno le frequenze e le possibilità delle antenne direttive: questi ultimi integrati da cavi sottomarini e in qualche caso dai sistemi radio a onde lunghe.

Certamente la soluzione dipenderà moltissimo dai futuri bisogni del servizio. Studi comparativi eseguiti sul traffico telegrafico sembrano mostrare che la richiesta attuale di conversazioni sia da un terzo a un ventesimo di quella possibile: invece dei 5 collegamenti di prima della guerra, attraverso l'Atlantico se ne renderanno necessari da 15 a 100.

Tra i fattori da tener presenti per l'estensione del servizio telefonico non deve attribuirsi importanza prevalente al costo della comunicazione: maggior peso hanno la rapidità e la qualità del collegamento. Se questo potesse essere assicurato in due minuti (tempo occorrente in media negli Stati Uniti d'America per stabilire una conversazione a lunga distanza) e se la chiarezza e l'assenza di disturbi fossero paragonabili a quelle delle conversazioni locali, certamente la richiesta degli utenti potrebbe raggiungere limiti imprevisti. *N. L. B.*

H. KELLER — **La qualità della trasmissione telefonica.** (Bull. techn. T. T. Suisses, dicembre 1943, XXI, 6, pag. 217-222, con 8 fig. [testo tedesco]; febbraio 1944, XXII, 1, pag. 1-6, con 8 fig. [testo francese]).

Una trasmissione telefonica si considera perfetta quando l'uditore ha l'impressione di trovarsi in presenza del suo interlocutore. Lo spettro di frequenza della voce umana copre l'intervallo da 80 a 12 000 Hz circa; soltanto i migliori circuiti musicali, per la radiodiffusione, riescono a trasmettere codesta banda: per la telefonia ci si contenta di considerare la banda principale, da 200 a 2800 Hz circa, e ammettere una riduzione della pressione acustica a 1/100 sul complesso dell'installazione tra bocca e orecchio. Il rapporto 100/1 corrisponde a un'attenuazione (per la pressione acustica o per la tensione relativa) di 4,6 neper, che è la massima tollerabile.

I 4,6 neper si ripartiscono presso a poco come segue. Per l'apparecchio dell'abbonato che parla, con un circuito di lunghezza media, e per la centrale locale con tutti gli organi di alimentazione, 1,3 neper circa; per l'apparecchio e i circuiti della parte ricevente, 0,3 neper. Ai circuiti interurbani si attribuiscono generalmente 0,8-1,2 neper, ciò che importa una lunghezza della linea da un centinaio a un migliaio di kilometri; l'attenuazione delle linee regionali, che uniscono le centrali locali con le interurbane, si può calcolare di 0,7 neper (per ciascun lato del collegamento); non resta che qualche decimo di neper per tutto il complesso delle centrali interurbane. Non si può quindi tollerare di sorpassare di molto i valori fissati per le singole parti.

Il microfono e il ricevitore necessitano della stessa rigorosa verifica che le linee e le centrali di amplificazione. Si esige dal primo non soltanto che trasformi l'energia sonora in elettrica, ma che l'invii sulla linea rinforzata almeno 1000 volte; solo il microfono a carbone soddisfa a questa esigenza, con una caratteristica di frequenza relativamente cattiva e un coefficiente di distorsione del 20 % circa. Il ricevitore non è anch'esso, sotto l'aspetto elettroacustico, un apparecchio perfetto

per quel che riguarda la caratteristica di frequenza e la distorsione. Tutte le amministrazioni e le ditte costruttrici lavorano per migliorare codesti elementi: la difficoltà consiste nel non dover mai superare l'equivalente fissato per essi.

La banda di frequenza di una moderna stazione di abbonato s'estende fino a 2500 Hz: una frequenza si considera trasmessa, se la sua attenua-

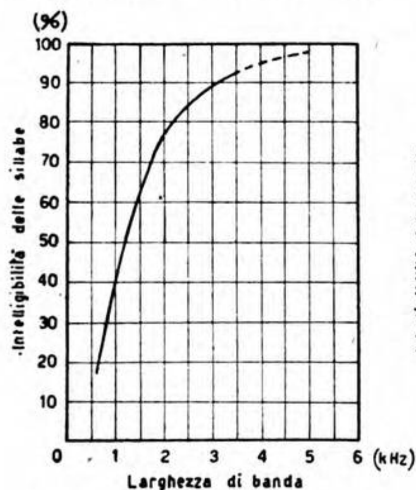


Fig. 1. — Intelligibilità delle sillabe in funzione della banda di frequenze trasmessa.

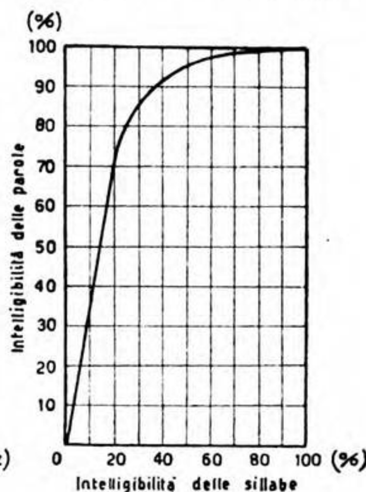


Fig. 2. — Intelligibilità delle frasi in funzione di quella delle sillabe.

zione non sorpassa di più di 1 neper quella della frequenza di 800 Hz. Non ha scopo pratico ricercare cavi con una banda trasmessa più larga di quella che la stazione d'abbonato può utilizzare.

La trasmissione telefonica è disturbata da diversi parassiti: rumori dell'ambiente, rumore del microfono, crepitii, ronzii, rumori di selezione nelle centrali, diafonia, fischi di accoppiamento per reazione; difetti contro i quali si lotta continuamente. La bontà di un sistema telefonico non si valuta soltanto con prove elettriche, ma anche con misure soggettive atte a specificare la nitidezza e la naturalezza della voce mediante la trasmissione e la ricezione di liste di logatomi.

La figura 1 mostra l'influenza della larghezza della banda trasmessa sulla intelligibilità delle sillabe; la figura 2 mostra invece la comprensibilità delle frasi in funzione di quella delle sillabe. I disturbi causati dai rumori dell'ambiente e delle linee e dalle distorsioni armoniche producono una perdita di intelligibilità di circa il 15 %, di cui si deve tener conto. Così, ad esempio, se la massima frequenza trasmessa è 2500 Hz, l'intelligibilità delle sillabe è circa 68 % e quella delle frasi 98 %; se la frequenza anzidetta è 3600 Hz, le intelligibilità divengono

rispettivamente 78 e 99 %. L'aumento della banda non reca, cioè, che un contributo molto piccolo nella chiarezza: più importanti sono la lotta contro i disturbi e il miglioramento degli apparecchi d'abbonato.

Un allargamento della banda trasmessa comporterebbe inoltre la modifica della più gran parte delle linee esistenti e il passaggio dalla

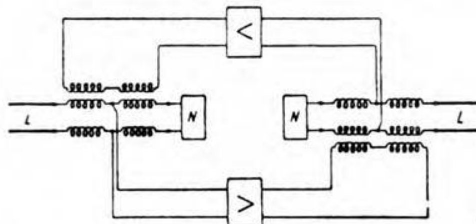


Fig. 3. — Collegamento di una stazione amplificatrice per un circuito a due fili.

comunicazione a due fili a quella a quattro fili; a ciò si oppongono ragioni finanziarie e anche tecniche. Non vi è dubbio che il collegamento con due vie separate, una per l'andata e l'altra per il ritorno, risolverebbe tanti problemi relativi all'equivalente di riferimento, all'amplificazione, alla stabilità delle linee: ma ciò non è sufficiente per far condannare di colpo le installazioni attuali.

Infine, anche le stazioni di amplificazione hanno grande importanza sulla qualità della trasmissione, soprattutto nei circuiti a due fili. È noto come si attua allora il collegamento (fig. 3) di tali stazioni alle linee, allo scopo di avere amplificazione nei due sensi senza inconvenienti. La linea artificiale *N* deve fare equilibrio perfettamente alla linea *L* corrispondente, allo scopo di costituire un ponte equilibrato, sì che le correnti amplificate possano proseguire nel loro verso senza tornare indietro e stabilire fenomeni d'eco. Questi invece si riscontrano in caso di regolazione difettosa dell'equilibrio: si può arrivare addirittura all'innesco di oscillazioni.

In conclusione, nel campo telefonico non mancano lacune da colmare e problemi da risolvere: tra questi occupa un posto importante il miglioramento della qualità della trasmissione. *N. L. B.*

CRONACA TECNICA

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

Nel fascicolo del luglio 1943 di *Metalurgia*, M. Borondo parla del modo di attuare la **telefonia sulle ferrovie.** Collegamenti con onde corte dànno condizioni di ricezione variabili col tempo e in genere cattive; con onde medie o lunghe occorrono trasmettitori troppo potenti e costosi. Su una linea tedesca la stazione emittente a terra è collegata con un paio dei fili telegrafici situati a fianco della linea ferroviaria; un tratto di conduttore teso sul tetto di una vettura attua l'accoppiamento con la stazione mobile. Il funzionamento migliore si ottiene con la frequenza di 100 kHz e con 10 W di potenza d'antenna. Per il collegamento bilaterale si adottano due frequenze poco diverse per i trasmettitori fisso e mobile, oppure si dispone un sistema di interruzione di un trasmettitore quando l'altro funziona. *N. L. B.*

***

Si presenta ognor più frequentemente nella vita moderna il bisogno di scambi di idee tra parecchie persone; il telefono si presta bene allo scopo per la possibilità di mettere in relazione più di due abbonati contemporaneamente. Com'è ovvio, non si possono collegare senz'altro in parallelo le varie linee, specialmente se interurbane. Nel fascicolo di aprile 1944 del *Bull. techn. T. T. Suisses*, A. Kasper illustra i vari **dispositivi di comunicazione collettiva** usati dall'Amministrazione dei telegrafi e dei telefoni svizzeri.

Il sistema delle sbarre collettrici è costituito da un circuito collettore cui son collegate in parallelo tante linee equivalenti, in tutto simili agli equilibratori delle diverse linee della rete. Quelle da collegare insieme si inseriscono al posto delle rispettive linee equivalenti; in tal modo non varia l'impedenza del circuito collettore. Per i suoi inconvenienti, principale quello che i ripetitori lavorano con impedenza d'uscita troppo piccola per utilizzare bene i tubi amplificatori, il sistema è stato abbandonato; si è ricorso al terminale 33 comprendente speciali bobine di traslazione col rapporto d'impedenza 1 : 2, ai secondari delle quali son raccordate le linee da collegare, che possono essere in numero di 10 di cui 6 interurbane.

Il dispositivo 40, in fine, presenta in confronto col precedente migliore stabilità e accresciuta capacità, collegando contemporaneamente fino a 20 linee di abbonato, ovvero 15 e 3 interurbane, o anche rispettivamente 10 e 6, 5 e 9, oppure soltanto 12 interurbane. L'esposizione è illustrata con lo schema del dispositivo. L'attenuazione massima, che si presenta tra una coppia qualsiasi di posti telefonici collegati, è 3,3 neper; diminuisce di 1 neper, quando non sia richiesto che tutti gli abbonati conversino tra loro, ma che uno solo parli con tutti gli altri: questo caso si presenta spesso in pratica.

Per le conversazioni locali è richiesta la tassa di 1 franco per l'abbonato richiedente, più 20 centesimi per ciascuno degli altri collegati; per le interurbane, oltre all'ordinaria tassa di conversazione, si esigono 20 centesimi per ciascun posto collegato, meno il primo. *N. L. B.*

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA.

Dei **compiti della telegrafia nelle grandi agenzie d'informazione** tratta il fascicolo del marzo 1944 del *J. Télécomm.* Vi si descrive, anzi tutto, diffusamente l'organizzazione di tali enti, in cui parte vitale sono i mezzi di comunicazione. I requisiti richiesti per il servizio sono: celerità, esattezza, capacità di smaltire grande traffico, basso costo.

Il telefono è usato molto per il collegamento dei singoli agenti con la centrale o le succursali. Oltre una certa distanza il telefono presenta gravi inconvenienti: tempo eccessivo per stabilire la comunicazione, difetto d'intelligibilità e quindi bisogno di ripetizioni, costo elevato. Si aggiungano la necessità di uno stenografo, la perdita di tempo per la trascrizione degli stenogrammi, la facilità di commettere errori, sia in ricezione, sia in trascrizione.

Per tali ragioni, sulle grandi distanze si adopera di preferenza il telegrafo che, se pure ha lo svantaggio di una minore celerità (intesa come numero di parole trasmesse al minuto), assicura tuttavia per mezzo del testo scritto un'esattezza ben maggiore, traducentesi in definitiva in economia di tempo. Si consegue anche un risparmio, perchè l'affitto in permanenza di linee telegrafiche è favorito con tariffe ridotte dalle amministrazioni, contrariamente a quanto avviene per i telefoni.

I sistemi Morse e Baudot e quelli telestampanti rendono ottimi servizi, ma soprattutto adatte si mostrano le telescriventi, con i pregi seguenti: si installano ovunque sia a disposizione una linea telefonica, non necessitano di personale specializzato, offrono celerità notevole e non esigono trascrizione alcuna. Il testo può altresì essere ricevuto in più esemplari, mediante l'uso della carta copiativa, vantaggio questo non piccolo. *N. L. B.*

Vol. XIII - N. 1 Marzo 1944

ALTA FREQUENZA

INHALT

Es werden kurz die schon bekannten Arten von sinusoidalen Oszillatoren betrachtet, deren Frequenz nur von Widerständen und Kapazitäten anstatt von Schwingkreisen bestimmt wird. Durch Anwendung einer Elektronenröhre mit negativer Steilheit erhält man einen sehr einfachen Oszillator, welcher nur eine Elektronenröhre erfordert anstatt zwei oder drei, wie die schon bekannten. Für ein solches Gerät schreibt man eine auch bei Krümmung der Kennlinien gültige Gleichung, die derjenigen ähnlich ist, welche für den Oszillator mit Schwingkreis gilt. Die optimalen Werte für die Elemente des Kreises und die Frequenzgrenzen werden bestimmt. Endlich beschreibt man ein Gerät, welches nach den dargelegten Regeln ausgeführt wurde.

Es werden neue Piezooszillatoren vorgeschlagen, in denen die Quarzplatte durch einen mit einer Elektronenröhre erzeugten, negativen stromgeregelten Widerstand in Erregung gehalten wird. Der elektrische Kreis besteht aus dem negativen Widerstand (Elektronenröhre) und aus dem Resonator (Quarzplatte). Mit der Beseitigung des Schwingungskreises und der zusätzlichen Kapazitäten und Selbstinduktionen wird der grösste Teil der Ursachen der Frequenzunstabilität beseitigt. Es wird gezeigt, wie es möglich ist, durch eine geeignete Bemessung der elektrischen Grössen der Elektronenröhre und des Kreises, den Oszillator auf der mechanischen Resonanzfrequenz der Quarzplatte arbeiten zu lassen. Nach der Besprechung der Abhängigkeit der Frequenzveränderung von den einzelnen Ursachen (Kreisteile, Versorgungsspannungen, Formverzerrungen) wird endlich gezeigt, dass bei Verwendung einer speziellen Quarzplatte die vorgeschlagenen Schaltschemata sehr einfach sind und eine sehr gute Frequenzstabilität zu geben scheinen.

Es werden zuerst die Gründe erörtert, die zur Einführung des Begriffes von Negativfrequenz Anlass geben können. Es wird bemerkt, dass eine solche Einführung nur im Falle eines Mehrphasensystems einen Sinn hat, da in solchem Falle die Frequenzvorzeichenänderung einer Drehrichtungsänderung entsprechen kann. Bei Einphasensystemen wäre dagegen

eine solche Einführung sinnlos. Um die obengenannten Schlüsse zu bestätigen, wird die Arbeitsweise von verschiedenen einphasigen und mehrphasigen Frequenzumwandlungseinrichtungen erörtert, und dabei festgestellt, dass die Ergebnisse einer willkürlichen Frequenzumwandlung durch einfache und klare Formeln vollkommen darstellbar sind, wenn man annimmt, dass das Vorzeichen einer Frequenz der Drehrichtung des betreffenden Mehrphasensystems entspricht.

SOMMAIRE

On examine brièvement les types existants d'oscillateurs sinusoïdales dont la fréquence est déterminée exclusivement par des résistances et des capacités au lieu d'un circuit oscillatoire. Au moyen d'un tube à transconductance negative on obtient un oscillateur très simple, comprenant un seul tube au lieu de deux ou trois, comme les oscillateurs susdécrits. Pour un tel appareil on écrit une équation, valable même pour le régime non linéaire, qui résulte analogue à celle relative au normal oscillateur avec circuit oscillatoire. On établit les criteriums à suivre pour déterminer les éléments qui composent le circuit et on déduit les limites de fréquence; on décrit enfin un appareil réalisé selon les principes exposés.

On propose des nouveaux piézooscillateurs fondés sur un principe beaucoup différent de celui de Pierce et dérivés, dans lesquels l'élément de quartz piézoélectrique est maintenu en oscillation par une résistance négative à contrôle de courant obtenue au moyen d'un tube électronique. Le circuit électrique est simplement formé par la résistance négative (tube électronique) et par le résonnateur (quartz); beaucoup des causes de perturbation de la stabilité de fréquence sont ainsi éliminées puisque ils sont éliminés soit le circuit oscillatoire soit chaque autre capacité et inductance complémentaire. On montre comme, en proportionnant convenablement les paramètres électriques du tube électronique et du circuit, il soit possible faire fonctionner l'oscillateur sur la fréquence mécanique de l'élément de quartz. On examine enfin la dépendance de la variation de la fréquence des singles causes d'instabilité (éléments du circuit, tensions d'alimentation, distorsion de forme) et on observe que, lorsque on emploie

CONTENTS



PROF. ANGELO BARBAGELATA, *Direttore responsabile*

Autorizzazione del Ministero della Cultura Popolare N. 574 del 7-1-1944.

Stabilimento Tipografico AJANI GIOVANNI & CANALE GIACOMO - Corso S. Maurizio 42-A - TORINO

NUM. 2 GIUGNO 1944

L'ELETTROTECNICA E ALTA FREQUENZA



PARTE TERZA

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA DI RADIOTECNICA
TELEFONIA
E ACUSTICA APPLICATA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A.F. XIII-2 GIU. 1944

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. XIII GIUGNO 1944 N. 2

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA

DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . » **40**
UN NUMERO SEPARATO . . . » **12**

ANNATE ARRETRATE: I (1932), **L. 30**; II (1933), III (1934); IV (1935), V (1936), VI (1937), **L. 40** CIASCUNA; LE SUCCESSIVE, **L. 50** CIASCUNA.

SOMMARIO

Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Résumés en langue française

English summaries

Vol. XIII Giugno 1944 N. 2

ALTA FREQUENZA



Tubi riceventi per altissime frequenze.

La tendenza ad estendere le applicazioni tecniche delle radioonde verso frequenze sempre più alte, portata soprattutto dalle particolari caratteristiche di propagazione e d'impiego delle onde cortissime, ha stimolato una contemporanea evoluzione dei tubi, sia trasmittenti, sia riceventi; un campo completamente nuovo di studi si è così aperto con l'avvento delle onde metriche e decimetriche, per le quali si è manifestata l'importanza di certi fattori, giustamente trascurati per frequenze più basse, ed è apparso non potersi più considerare valida la primitiva concezione del tubo come relè senza inerzia. Più delicato e difficile si è presentato il problema a proposito dei tubi riceventi ed il numero molto notevole di contributi apparsi nella letteratura tecnica degli ultimi anni dimostra l'importanza degli studi sul comportamento dei tubi stessi con le altissime frequenze e lo sviluppo delle ricerche intese a perfezionarli e trasformarli per le nuove necessità.

Sempre avviene, quando vi sia un rapido fiorire d'indagini intorno ad un certo soggetto, che riesca assai difficile, per chi non sia specialista, orientarsi sulla scorta dei lavori originali, i quali rappresentano in genere soltanto una visione parziale e spesso soggettiva del problema e difficilmente possono conciliare le esigenze di una trattazione precisa e approfondita con quelle ben diverse di un'esposizione didattica. Perciò, quando gli studi abbiano raggiunto un certo grado di sviluppo e siano almeno in parte arrivati allo stadio di conclusioni concrete, sarebbe sempre desiderabile che un competente prendesse l'iniziativa di riassumere ed esporre in modo abbastanza piano, ma anche sufficientemente rigoroso, quanto è stato fatto in argomento, mettendo in ordine ed in giusto risalto i vari contributi originali, con quella insostituibile capacità critica che deriva dall'esperienza personale raccolta sul soggetto.

A questo genere di contributi, altamente meritori e purtroppo non abbastanza frequenti, appartiene l'esposizione curata dal professore PIATTI nel presente fascicolo, sul comportamento dei tubi riceventi alle altissime frequenze e sui loro più recenti sviluppi tecnici e costruttivi. Particolarmente interessanti vi appariranno fra l'altro le premesse e la discussione delle caratteristiche ideali richieste per il funzionamento migliore nelle condizioni suddette, e il confronto con le caratteristiche tecniche che si riesce invece ad ottenere nella pratica.

Voltmetri a tubi elettronici.

Un appunto che di sovente viene mosso all'uso dei tubi elettronici come apparecchi di misura è quello della loro scarsa stabilità, inconveniente molto grave, capace di limitare l'importanza, e in qualche caso di annullare il vantaggio, degli indiscutibili pregi, che essi sotto altri aspetti presentano; in particolare, l'applicazione di tubi elettronici speciali in voltmetri per tensioni continue con altissima resistenza di entrata — suggestiva d'altro canto per semplicità di attuazione, sensibilità e prontezza — ne soffre in modo accentuato. Purtuttavia, com'è mostrato dall'ingegnere TOMMASINI nell'articolo che pubblichiamo, con certe avvertenze e con l'uso della reazione negativa si può migliorare in modo assai rilevante la stabilità dei dispositivi anzidetti, mentre si consegue inoltre un secondo notevolissimo vantaggio: quello di evitare la necessità di tubi elettrometrici speciali, per giungere ai valori molto elevati di resistenza d'ingresso, che sono necessari per misure d'isolamento.

Lo studio completo ed accurato svolto in proposito, sul più opportuno proporzionamento del circuito del voltmetro e sulle migliori condizioni di funzionamento, offrirà senza dubbio un'utile guida a quanti altri vogliano attuare un consimile dispositivo.

LA REDAZIONE.

COMPORTAMENTO DEI TUBI RICEVENTI ALLE ALTISSIME FREQUENZE E PROBLEMI TECNICI RELATIVI

LUIGI PIATTI

Dopo un accenno agli scopi pratici che stimolarono nell'ultimo decennio le ricerche intorno alle onde di altissima frequenza, si passano in rassegna i fatti per i quali il comportamento di un tubo ricevente per le onde ultracorte si differenzia da quello per le onde lunghe e medie; si analizzano gli effetti del tempo di transito degli elettroni e delle induttanze proprie e mutue dei reofori di adduzione agli elettrodi sulle ammettenze caratteristiche del tubo stesso in funzione della frequenza. Si esamina quindi il fenomeno del fruscio o rumore di fondo come elemento limitatore dell'amplificazione, e se ne mette in rilievo l'importanza alle onde ultracorte. Si desumono finalmente dalla trattazione le caratteristiche ideali di un tubo amplificatore per altissime frequenze e si descrivono le particolarità strutturali e funzionali dei tubi moderni creati per tale scopo.



1. - Introduzione.

La tendenza a valersi di frequenze via via più elevate nelle radiocomunicazioni si è estesa sempre più da un decennio a questa parte. Gli sviluppi dell'aviazione e la necessità di fornirle mezzi ognor più perfetti di orientamento nel volo e nell'atterraggio, gli sforzi per creare servizi di diffusione televisiva, le esigenze di talune forme di radiodiffusione sonora mediante piccoli trasmettitori mobili furono alcuni degli stimoli più attivi all'approfondimento delle conoscenze scientifiche e tecniche sulle onde di altissima frequenza, così nei riguardi della trasmissione, come in quelli della propagazione e della ricezione.

La guerra attuale trovò gli studi relativi a tali problemi in uno stadio di avanzato sviluppo, e i tecnici se ne valsero ben presto per il raggiungimento di scopi militari di altissimo interesse, pervenendo, sotto lo sprone delle necessità belliche, a importanti progressi.

Nell'affermarsi di questa tecnica nuova, per molti aspetti ardua e delicata, la parte avuta dai tubi riceventi non è stata delle minori. Molte difficoltà dovettero essere superate per attuare tubi adatti alle onde ultracorte, e fu necessario ricorrere a nuove strutture e a nuovi procedimenti produttivi, suggeriti da una vasta indagine teorica e da

ancor più estese ricerche sperimentali, attraverso le quali si giunse a chiarire sotto quali aspetti e per quali fenomeni il comportamento dei tubi ad altissime frequenze si differenzia da quello alle frequenze delle ordinarie radiotrasmissioni.

Sono appunto i risultati di quegli studi teorici e sperimentali che si vogliono qui richiamare per sommi capi, facendoli seguire da una breve esposizione dei criteri tecnici che ne sono derivati per il progetto e la costruzione dei tubi riceventi per altissime frequenze, e da qualche pratica considerazione circa l'uso dei tubi stessi.

2. - Comportamento dei tubi alle normali e alle altissime frequenze.

Ogni apparato per la ricezione di onde ultracorte richiede in modo particolare l'uso, sia di tubi in grado di funzionare nel campo delle onde decimetriche (stadi di alta frequenza), sia di tubi particolarmente adatti al campo delle onde metriche (stadi di frequenza intermedia). I due campi, pure essendo contigui, hanno nei riguardi dei tubi esigenze assai diverse. Per estendere dal secondo al primo l'ambito di lavoro dei tubi stessi si dovettero perciò risolvere problemi ben più ardui di quelli che sorsero, ad esempio, allorchè per le radiotrasmissioni circolari, accanto alla gamma delle onde medie (lunghezza d'onda dell'ordine delle centinaia di metri), si cominciò a usare quella delle onde corte (lunghezza d'onda dell'ordine delle decine di metri).

Quando si passa dalle onde delle normali radiotrasmissioni alle metriche e poi alle decimetriche i mutamenti caratteristici nel comportamento di un tubo ricevente sono legati ai seguenti fatti fondamentali:

1) Mentre con le frequenze delle normali radiotrasmissioni può essere considerato trascurabile il tempo richiesto per il transito di un elettrone dal catodo all'anodo, di fronte al periodo della tensione alternata d'ingresso, e praticamente senza effetto la non istantaneità con cui la corrente anodica obbedisce alle variazioni della tensione della griglia di comando, una tale ammissione non è più lecita per le altissime frequenze. Il valore finito del tempo di transito degli elettroni si riflette sul comportamento dei tubi in modo, fra l'altro, che i parametri caratteristici ne risultano variati.

2) Le autoinduzioni dei reofori di adduzione agli elettrodi del tubo, le loro induzioni mutue, le capacità ad essi associate, le perdite di varia natura che essi ed i dielettrici interposti comportano, mentre hanno effetti di portata limitata e moderatamente variabili con la frequenza nel campo delle onde medie e lunghe, quando si passi nel dominio delle altissime frequenze esercitano un'influenza essenziale sul funzionamento dei tubi, concorrendo, insieme col tempo di transito degli elettroni, a determinarne le nuove proprietà.

3) Il fatto che la capacità griglia-catodo varia col variare della carica spaziale fra i due elettrodi, pur esistendo, in linea di principio,

per tutte le lunghezze d'onda, manifesta i suoi effetti con particolare evidenza nel campo delle massime frequenze, date le peculiari caratteristiche dei circuiti connessi coi tubi che amplificano tali frequenze.

4) Il fruscio o rumore di fondo dovuto al tubo, come fattore di limitazione della sensibilità di questo, acquista nel campo delle onde ultracorte un'importanza senza confronti maggiore, che in quello delle medie e lunghe; e questa aumenta rapidamente col crescere della frequenza.

Sono questi fatti che si esamineranno partitamente, per quanto di necessità in modo sommario, indicando per quali vie i diversi fenomeni esercitino, in funzione della frequenza, un'azione modificatrice sulle grandezze che caratterizzano il comportamento dei tubi riceventi.

Fra tutte le funzioni che i tubi sono chiamati ad assolvere, si prenderà specificatamente in esame quella amplificatrice; delle altre si farà qualche cenno, ove se ne presenti l'opportunità.

3. - Le ammettenze caratteristiche.

Si consideri il tubo amplificatore come un quadripolo, i cui morsetti d'entrata siano costituiti dai terminali della griglia e del catodo e quelli d'uscita dai terminali dell'anodo e del catodo.

È noto che il funzionamento del tubo è in tutto definito quando siano note le relazioni che legano la corrente alternata d'ingresso $\overline{I}_g$ e la corrente alternata d'uscita $\overline{I}_a$ alla tensione alternata d'ingresso $\overline{V}_g$ e a quella d'uscita $\overline{V}_a$. È pure noto che, per valori di $\overline{V}_g$ e $\overline{V}_a$ convenientemente piccoli, quelle correnti sono funzioni lineari di queste tensioni, espresse dalle equazioni:

$$[1] \qquad \begin{aligned} \overline{I}_a &= \overline{Y}_m \overline{V}_g + \overline{Y}_u \overline{V}_a \\ \overline{I}_g &= \overline{Y}_i \overline{V}_g + \overline{Y}_r \overline{V}_a . \end{aligned}$$

Noti i coefficienti $\overline{Y}_m$, $\overline{Y}_u$, $\overline{Y}_i$ e $\overline{Y}_r$ per date condizioni d'alimentazione, il comportamento del tubo è completamente determinato. D'altra parte i coefficienti in questione — i quali, ove si affronti il problema nella sua massima generalità, estendendolo al campo di tutte le possibili frequenze, si presentano come quantità complesse — dipendono unicamente dalle caratteristiche del tubo e dalle tensioni continue ad esso applicate. È pertanto manifesto che, se il comportamento del tubo dipende dalla frequenza del segnale applicato o da qualsivoglia altro fattore fisico, una tale dipendenza si palesa attraverso una corrispondente variazione di $\overline{Y}_m$, $\overline{Y}_u$, $\overline{Y}_i$ e $\overline{Y}_r$.

Il significato fisico delle quantità $\overline{Y}_m$, $\overline{Y}_u$, $\overline{Y}_i$ e $\overline{Y}_r$ è facile da riconoscere. Si pensi di avere posto in corto circuito l'uscita del tubo per le correnti alternate delle frequenze in giuoco. In questo caso si ha $\overline{V}_a = 0$ e la prima delle equazioni [1] dà: $\overline{Y}_m = \overline{I}_a/\overline{V}_g$. Dunque $\overline{Y}_m$ ha le dimen-

sioni di un'ammettenza; essa fornisce la corrente alternata anodica in funzione della tensione alternata di griglia, essendo date e costanti le tensioni degli altri elettrodi. Rappresenta perciò la transconduttanza o pendenza del tubo, intesa in un senso più largo di quello comune, giacchè tensione di griglia e corrente anodica sono qui considerate vettorialmente, del che si vedrà più innanzi l'importanza. È quindi appropriato usare per $\overline{Y}_m$ il termine di *transammettenza*.

Sempre per $\overline{V}_a = 0$, dalla seconda delle equazioni [1] discende: $\overline{Y}_i = \overline{I}_g/\overline{V}_g$. Anche $\overline{Y}_i$ è un'ammettenza, e determina la corrente alternata di griglia prodotta dalla tensione alternata applicata fra la griglia e il catodo, le tensioni sugli altri elettrodi essendo date e costanti. A $\overline{Y}_i$ compete il nome di *ammettenza d'ingresso*.

Se ora si pone in corto circuito, per le correnti alternate delle date frequenze, l'ingresso del tubo, si ha $\overline{V}_g = 0$ e la prima delle equazioni [1] dà: $\overline{Y}_u = \overline{I}_a/\overline{V}_a$. La quantità $\overline{Y}_u$ è pure un'ammettenza e determina la corrente alternata che fluisce fra catodo ed anodo per effetto della tensione alternata tra essi applicata, essendo date e costanti le tensioni degli altri elettrodi. $\overline{Y}_u$ è dunque l'*ammettenza d'uscita* del tubo.

Finalmente per $\overline{V}_g = 0$ dalla seconda delle equazioni [1] deriva: $\overline{Y}_r = \overline{I}_g/\overline{V}_a$. La quantità $\overline{Y}_r$ è come le altre un'ammettenza e determina la corrente alternata che si stabilisce fra catodo e griglia per effetto di una tensione alternata sull'anodo, per date tensioni costanti degli altri elettrodi. Essa caratterizza dunque il trasferimento di energia dall'uscita all'ingresso del tubo o, in altre parole, la sua reazione. $\overline{Y}_r$ viene pertanto detta *ammettenza di reazione*.

In conclusione:

ciò che definisce il comportamento del tubo amplificatore in date condizioni di alimentazione e per una data frequenza della tensione applicata è la conoscenza delle sue quattro ammettenze caratteristiche;

per caratterizzare l'influenza di un qualsivoglia fattore fisico sul funzionamento del tubo basta individuare le variazioni che esso genera nelle dette ammettenze.

4. - Circuiti equivalenti del tubo amplificatore spento ed acceso.

Quando il tubo è spento, cioè ha il catodo freddo, si può pensare che i soli accoppiamenti fra gli elettrodi siano forniti dalle corrispondenti capacità. Qualora esistano nel tubo spento perdite per difetto di isolamento o perdite per isteresi dielettrica, si supporrà tacitamente di averle misurate, di aver calcolato il contributo da esse portato alle singole ammettenze, e di aver poi in ogni caso sottratto questo contributo dal valore delle ammettenze in parola, quali che siano le condizioni in cui il tubo viene studiato.

Ciò precisato, si supponga che il tubo sia un triodo e che la frequenza amplificata sia sufficientemente bassa, affinchè riesca lecito trascurare le impedenze dei reofori di adduzione di fronte alle reattanze capacitive con esse in serie, dovute alle capacità fra i corrispondenti elettrodi. In queste ipotesi il circuito equivalente del tubo amplificatore spento è quello rappresentato dalla figura 1, dove C_{kg}, C_{ka} e C_{ga} sono rispettivamente le capacità catodo-griglia, catodo-anodo e griglia-anodo. Sono queste capacità che determinano in modo esclusivo le ammettenze d'ingresso, di uscita e di reazione, rispettivamente.

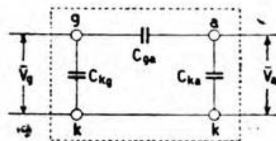


Fig. 1. — Circuito equivalente di un tubo amplificatore spento.

Se il tubo amplificatore non è un triodo, ma è un tubo a più griglie, lo stesso schema di circuito equivalente può, a freddo, valere anche per esso, con l'avvertenza che, mentre C_{ga} continua a rappresentare la capacità griglia-anodo, al posto di C_{kg} figura la capacità d'ingresso C_i e al posto di C_{ka} la capacità d'uscita C_u.

Si accenda ora il tubo. Accanto all'accoppiamento capacitivo, il quale anche, come si vedrà, può riuscirne variato, si stabilisce fra gli elettrodi un accoppiamento conduttivo come se, nel circuito equivalente, due resistori fossero disposti in parallelo coi condensatori che rappresentano le capacità d'ingresso e di uscita. Due correnti alternate elettroniche possono così nascere fra catodo e griglia e fra catodo e anodo, con frequenza eguale a quella del segnale e sensibilmente in fase con esso se, come si vedrà, detta frequenza non è troppo grande e se la polarizzazione della griglia non supera un certo valore negativo.

Qualora invece la polarizzazione della griglia sia sufficientemente negativa e la frequenza non troppo grande, nessuna corrente continua passa dal catodo alla griglia, e anche la componente di corrente alternata fra i due elettrodi, in fase col segnale, è trascurabile. Ciò vale a dire che in queste condizioni la resistenza in derivazione sulla capacità d'ingresso si presenta come infinita e che nel circuito d'ingresso si ha solamente una corrente alternata in quadratura con la tensione applicata, per effetto della capacità fra catodo e griglia. Le cose cambiano aspetto se la frequenza del segnale è molto elevata.

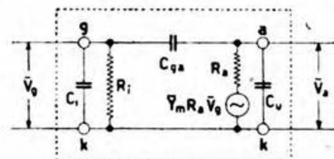


Fig. 2. — Circuito equivalente di un tubo amplificatore acceso.

Si vedrà precisamente tra breve che, con frequenze molto grandi, nonostante la polarizzazione negativa della griglia, una corrente attiva si manifesta nel circuito d'ingresso accanto a quella in quadratura. Se dunque, prescindendo per il momento ancora dalla considerazione delle autoinduzioni e delle induzioni mutue introdotte dai reofori di adduzione, si vuole trattare il

funzionamento del tubo acceso senza limitazione di condizioni, nel relativo circuito equivalente si deve introdurre, in luogo delle capacità che figurano nello schema relativo al tubo spento, capacità eventualmente un po' diverse e portanti in parallelo una resistenza, sia per il lato d'ingresso, la cui resistenza si denoterà con R_i, sia per quello d'uscita, la cui resistenza si denoterà con R_a (fig. 2). In serie con R_a dovrà essere immaginata una forza elettromotrice $\overline{Y}_m R_a \overline{V}_g$, la quale rappresenta l'azione di comando della griglia nell'accoppiamento elettronico fra catodo e placca; l'accoppiamento reattivo è ancora rappresentato dalla capacità griglia-anodo, che non varia sensibilmente con tubo spento od acceso, e conserva sempre, qualunque sia la frequenza, il suo carattere di pura capacità.

Tenuto conto di ciò, delle ammettenze $\overline{Y}_i$, $\overline{Y}_u$ ed $\overline{Y}_r$, relative al quadripolo equivalente al tubo acceso, le prime due comportano una componente reale, conduttanza, ed una componente immaginaria, suscettanza, la terza soltanto una componente immaginaria. Si ha pertanto:

$$\begin{aligned} \overline{Y}_i &= G_i + jB_i \\ \overline{Y}_u &= G_u + jB_u \\ \overline{Y}_r &= jB_r \end{aligned} \qquad [2]$$

dove G_i e B_i sono la conduttanza e la suscettanza d'ingresso, G_u e B_u la conduttanza e la suscettanza d'uscita e B_r è la suscettanza di reazione.

Si scriverà anche, con riserva di darne giustificazione più avanti:

$$\overline{Y}_m = G_m + jB_m \; ; \qquad [2']$$

Y_m coincide con l'ordinaria transconduttanza G_m, quando la componente immaginaria B_m possa considerarsi trascurabile.

5. - Influenza del tempo di transito degli elettroni, delle induttanze parassite e della carica spaziale sulle ammettenze caratteristiche.

A) Ammettenza d'ingresso.

a) Capacità d'ingresso del tubo spento; sua variazione con la frequenza per effetto delle induttanze parassite. — Si consideri un pentodo e siano L_k, L_{g1} ed L_{g2} le induttanze proprie dei reofori di adduzione al catodo, alla griglia di comando ed alla griglia schermo rispettivamente. Se con C_{g1k} e C_{g1g2} si denotano le capacità parziali fra la griglia di comando e il catodo e tra la griglia di comando e la griglia schermo, il circuito d'ingresso del tubo spento e schematicamente rappresentabile come nella figura 3.

Per le onde delle normali radiotrasmissioni la capacità di ingresso C_i è sensibilmente costante ed uguale alla somma di C_{g1k} e C_{g1g2} :

$$C_i = C_{g1k} + C_{g1g2} \, .$$

Con onde ultracorte le induttanze fanno sentire il loro influsso, che si traduce in un'apparente variazione della capacità d'ingresso. Salvo quando intervengano fenomeni di risonanze parziali, si può dar conto dell' influenza delle induttanze parassite sostituendo al circuito della figura 3 il circuito semplificato della figura 4, dove la capacità di ingresso è disposta in serie con un'induttanza equivalente L_i, la quale tiene conto dell'effetto complessivo di tutte le induttanze parassite influenti sull'ingresso. Fra i terminali esterni d'ingresso al tubo si misura allora una capacità apparente C'_i che soddisfa alla relazione:

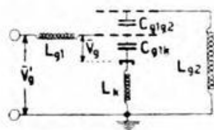


Fig. 3. — Schema del circuito d'ingresso di un pentodo amplificatore spento.

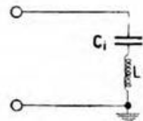


Fig. 4. — Schema semplificato del circuito d'ingresso di un tubo amplificatore spento.

$$\frac{1}{C'_i} = \frac{1}{C_i} - \omega^2 L_i ,$$

la quale, scrivendo per maggiore evidenza:

$$\Delta \frac{1}{C_i} = \frac{1}{C_i} - \frac{1}{C'_i} = \omega^2 L_i , \qquad [3]$$

dice che alle altissime frequenze la capacità d'ingresso del tubo spento è affetta da una variazione proporzionale al quadrato della pulsazione e all'induttanza equivalente.

b) Capacità d'ingresso a tubo acceso; sua variazione con la carica spaziale, e fenomeni conseguenti in dipendenza della frequenza. — Ci si riferisce, per semplicità, a un triodo; ma quanto si dirà per esso può essere senza difficoltà esteso identicamente al caso di un pentodo. Anzitutto si osservi che a tubo acceso permane il già accennato effetto delle induttanze parassite, osservabile e misurabile a tubo spento; ma in più un nuovo fenomeno si presenta.

Si immagini connesso all'ingresso del tubo un circuito accordato costituito da un'induttanza e da una capacità in parallelo (fig. 5). La capacità C_i d'ingresso, che nella figura 4 è schematicamente rappresentata all'esterno del tubo, viene a trovarsi in parallelo col circuito oscillatorio, e quindi ne abbassa la frequenza di risonanza.

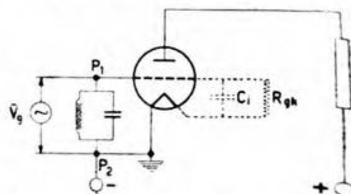


Fig. 5. — Schema dei circuiti di un tubo amplificatore acceso.

D'altra parte C_i è funzione della densità della nube elettronica costituente la carica spaziale, in quanto gli elettroni che la costituiscono

inducono elettrostaticamente sulla griglia una carica tanto più grande quanto più grande è il loro numero. Precisamente la capacità griglia-catodo a tubo acceso è uguale alla capacità C_{i0}, che si misura col tubo freddo, aumentata di una quantità ΔC crescente con la densità della carica spaziale. Perciò, quando questa densità è modulata dal segnale applicato alla griglia, anche ΔC similmente varia col tempo e conseguentemente varia C_i.

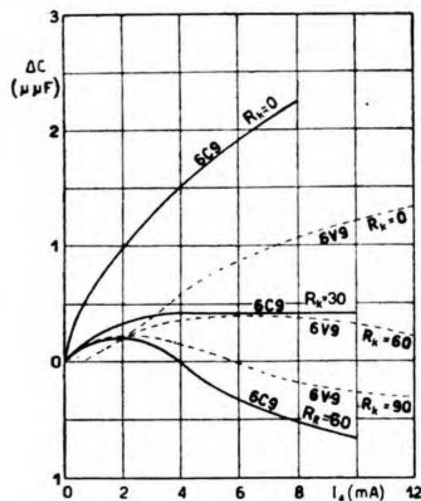


Fig. 6. — Andamento della variazione ΔC della capacità d'ingresso dei pentodi F. I. V. R. E. 6C9 e 6V9, al variare della corrente anodica, per diversi valori di R_k, in ohm, e per la frequenza di 40 MHz, nelle condizioni normali di alimentazione: $V_f = 6{,}3$ V, $V_a = 250$ V, V_{g_1} variante con I_a, $V_{g_2} = 150$ V per il tubo 6C9 e $V_{g_2} = 200$ V per il tubo 6V9, $V_{g_3} = 0$.

Questa C_i variabile in parallelo sul circuito oscillatorio lo porta più o meno fuori risonanza secondo l'ammontare delle sue variazioni. Poichè nei ricevitori è di uso corrente regolare l'amplificazione, quando varia l'intensità del segnale all'entrata, modificando, con la polarizzazione della griglia di comando, la transconduttanza dei tubi, in modo che ne risulti variata la corrente elettronica che attraversa la griglia stessa, le conseguenti variazioni di ΔC possono riuscire particolarmente fastidiose con i sistemi di regolazione automatica della sensibilità. La variazione di ΔC, in sè, è indipendente dalla frequenza, ma il suo effetto è tanto più notevole quanto minore è la capacità totale del circuito oscillatorio, e quindi, come norma di massima, quanto più alta è la frequenza. L'ordine di grandezza della variazione di ΔC per i normali tubi amplificatori di alta frequenza, da corrente catodica zero a corrente normale, è di 1 μμF.

Per evitare gli inconvenienti del fenomeno descritto due vie sono possibili: la prima consiste nell'usare, per l'accoppiamento del tubo con lo stadio precedente, un circuito accordato con curva di risonanza molto piatta, ma ciò naturalmente comporta una cattiva utilizzazione delle possibilità di amplificazione del tubo; la seconda, dovuta a Strutt e van der Ziel (10) (1), consiste nel disporre in serie col reoforo di adduzione al catodo una resistenza pura R_k opportunamente scelta. Questo

(1) Numeri come il precedente, tra parentesi, si riferiscono alla bibliografia riportata alla fine dell'articolo.

secondo procedimento riduce anche l'amplificazione, dato che provoca una diminuzione della transconduttanza del tubo, ma è generalmente consigliabile.

La figura 6 mostra come varia ΔC al variare della corrente anodica e quindi della carica spaziale, per i pentodi ad altissima pendenza F. I. V. R. E. 6C9 e 6V9, e quale influenza eserciti su tale variazione il disporre in serie col reoforo di catodo resistori di diversa resistenza, dell'ordine di qualche decina di ohm.

c) *Conduttanza d'ingresso; influenza del tempo di transito degli elettroni e delle induttanze parassite.* — Si sono passate in rassegna le cause di variazione della capacità d'ingresso e quindi della parte immaginaria dell'ammettenza d'ingresso. Si analizzano ora i fattori che influiscono sulla parte reale di tale ammettenza, e cioè sulla conduttanza d'ingresso, cominciando dal tempo di transito degli elettroni.

Quando la frequenza del segnale applicato fra il catodo e la griglia di un tubo amplificatore è abbastanza bassa, di modo che il relativo periodo risulta molto maggiore del tempo richiesto dagli elettroni, nelle date condizioni di funzionamento, per varcare le distanze interelettrodiche, allora, supposto di aver dato alla griglia una polarizzazione negativa tale da interdirle la captazione di elettroni, la sola corrente alternata possibile nel circuito di griglia viene ad essere quella dovuta alla capacità fra catodo e griglia. Essa ha nell'interno del tubo fra i due elettrodi interessati i caratteri di una corrente di puro spostamento in un dielettrico pressochè perfetto, il quale cioè non presenti fenomeni di isteresi dielettrica.

In altre parole, l'ipotesi fatta pone che il periodo della tensione d'ingresso sia così grande, da rendere insensibili gli effetti dell'inerzia degli elettroni, così che si possa considerare istantanea la loro obbedienza alle variazioni del campo generate dal segnale. In queste condizioni la corrente è dunque quasi esattamente in quadratura con la tensione alternata di griglia, e la potenza assorbita dal circuito d'ingresso è tanto piccola da sfuggire alle misure più accurate. Ma quando la frequenza del segnale cresce talmente che il tempo di transito degli elettroni non sia più trascurabile di fronte al periodo del segnale stesso, allora il ritardo con cui, per la loro inerzia, gli elettroni obbediscono alle variazioni del campo, produce nel condensatore, costituito dalla griglia e dal catodo e avente per dielettrico la nube elettronica della carica spaziale, effetti analoghi a quelli che si osservano in un condensatore con dielettrico solido affetto da isteresi. Il circuito d'ingresso assorbe energia (*) in misura rapidamente crescente con l'aumentare della frequenza, accusando una componente attiva, parimenti crescente, della corrente alternata in esso fluente. E, come nel caso di un condensatore si può

(*) Questa energia viene sottratta alla sorgente, cui è dovuta la tensione alternata di griglia, dagli elettroni in transito fra catodo ed anodo, e viene ceduta all'anodo sotto forma di calore.

dar conto delle perdite per isteresi dielettrica mediante una resistenza equivalente in parallelo, così si può fare per il circuito d'ingresso del tubo considerato. Si pensa idealmente soppresso l'effetto del tempo di transito degli elettroni, e disposta in parallelo con la capacità d'ingresso del tubo una resistenza fittizia, tale da dar luogo in sè esattamente all'assorbimento di energia che è in realtà dovuto all'inerzia degli elettroni. Per un amplificatore di classe A la detta resistenza equivalente R_{et}, secondo Ferris (8) e Bakker (14), risulta fornita dalla seguente relazione:

$$R_{et} = \frac{1}{K\, G_m\, f^2\, t_{kg}^2}, \qquad [4]$$

dove G_m è la mutua conduttanza del tubo, f la frequenza del segnale, t_{kg} il tempo di transito degli elettroni tra il catodo e la griglia e K una costante che dipende dalla geometria del tubo e dalle tensioni continue applicate agli elettrodi. Più precisamente K è determinata, nel caso di un triodo, dalle tensioni di griglia e di placca e dal rapporto fra i tempi di transito dal catodo alla griglia e dalla griglia alla placca.

L'equazione [4] dice che la conduttanza d'ingresso contiene un termine $1/R_{et}$ che è direttamente proporzionale al quadrato della frequenza e al quadrato del tempo di transito fra catodo e griglia.

Non si ha qui la possibilità di esaminare il probabile meccanismo fisico del fenomeno sopra ricordato; ipotesi in proposito sono state proposte da W. R. Ferris (8).

Le induttanze parassite, proprie e mutue, dei reofori di adduzione ai vari elettrodi producono un effetto perfettamente analogo a quello che si è visto essere dovuto al tempo di transito degli elettroni. Esse cioè sono pure causa di assorbimento di energia da parte del circuito d'ingresso, ancorchè la griglia sia polarizzata negativamente a tal segno da esserle interdetta la captazione di elettroni. Anche le induttanze dei reofori concorrono, in misura anzi prevalente, a provocare una variazione della fase della corrente alternata nel circuito di ingresso rispetto alla tensione alternata che vi è applicata, per cui l'angolo di fase della corrente diventa tanto minore di 90° quanto più grande è la frequenza e maggiori sono le induttanze parassite. Fra queste ci si può limitare a considerare quella L_k del reoforo di catodo, i cui effetti si son trovati di gran lunga prevalenti.

Ciò posto si indichi con R_{eL} la resistenza equivalente che, in parallelo sull'ingresso, darebbe luogo allo stesso assorbimento di energia in realtà dovuto all'induttanza L_k. È facile trovare la legge di dipendenza di R_{eL} dalla frequenza. Se $\overline{V}_g$ è la tensione alternata applicata fra il terminale esterno del catodo e la griglia, il reoforo del catodo è percorso dalla corrente:

$$\overline{I}_k = G_k\, \overline{V}_g\,,$$

dove G_k è la transconduttanza relativa alla corrente totale catodica, che si può ricavare dalla transconduttanza G_m tenendo conto della corrente alternata $\overline{I}_{g2}$ assorbita dalla griglia schermo, o meglio del rapporto di distribuzione della corrente catodica fra la griglia schermo e l'anodo:

$$G_k = G_m \frac{\overline{I}_a + \overline{I}_{g2}}{\overline{I}_a} .$$

La corrente $\overline{I}_k$ incontra nel reoforo di catodo una reattanza induttiva $j\omega L_k$ che genera una forza elettromotrice inversa:

$$\overline{I}_k j\omega L_k = j\omega L_k G_k \overline{V}_g .$$

La tensione in realtà localizzata direttamente fra griglia e catodo è quindi:

$$\overline{V}'_g = \overline{V}_g \, (1 - j\omega L_k G_k)$$

e produce attraverso la capacità C_{gk} la corrente:

$$\overline{I}_g = \overline{V}_g \, (1 - j\omega L_k G_k) j\omega C_{gk} ;$$

da questa equazione segue:

$$\frac{\overline{I}_g}{\overline{V}_g} = \omega^2 G_k L_k C_{gk} + j\omega C_{gk} .$$

Ma $\overline{I}_g/\overline{V}_g = \overline{Y}_i$, ammettenza complessa d'ingresso. La parte reale di questa ammettenza, cioè $G_i = 1/R_{eL}$ è quindi data dal termine $\omega^2 G_k L_k C_{gk}$ nell'ipotesi, implicita nella trattazione, che sola causa dell'assorbimento di energia nel circuito d'ingresso sia l'induttanza L_k. Si può dunque scrivere con Strutt e van der Ziel (15):

[5] $$R_{eL} = \frac{1}{\omega^2 G_k L_k C_{gk}} .$$

Questa equazione confrontata con la [4] dice che, considerando anche l'induttanza dei reofori oltre al tempo di transito, si manifesta nella conduttanza d'ingresso un secondo termine $1/R_{eL}$, che è pure esso proporzionale al quadrato della frequenza, ed è inoltre proporzionale alla transconduttanza griglia-catodo del tubo, alla capacità catodo-griglia, e all'induttanza propria del reoforo di catodo. In definitiva anche la conduttanza d'ingresso risultante dai due fenomeni:

$$G_i = \frac{1}{R_i} = \frac{1}{R_{et}} + \frac{1}{R_{eL}}$$

varia proporzionalmente al quadrato della frequenza.

Si discuterà in seguito l'importanza della conduttanza d'ingresso nel funzionamento dei tubi amplificatori ad altissime frequenze. Per dare un'idea concreta delle sue imponenti variazioni con la frequenza si dirà qui che, secondo North (7) e Ferris (8), la resistenza d'ingresso del noto pentodo 6J7G, che è di circa 21 MΩ a 1 MHz scende a 20 000 Ω a 30 MHz e a soli 2100 Ω a 100 MHz. La figura 7 mostra come varia la conduttanza d'ingresso dei tubi F. I. V. R. E. 6C9 e 6V9 al variare della frequenza per il valore normale della corrente anodica.

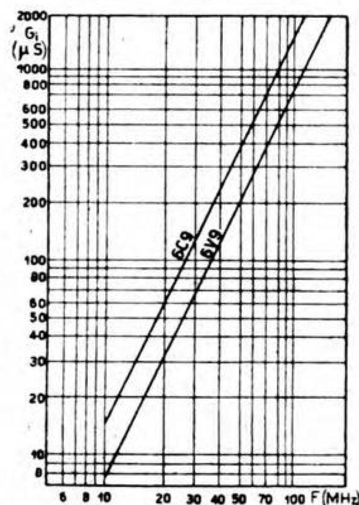


Fig. 7. — Conduttanza d'ingresso dei pentodi F. I. V. R. E. 6C9 e 6V9 in funzione della frequenza, in condizioni normali di alimentazione: $V_f = 6{,}3$ V, $V_a = 250$ V, $V_{g_1} = -2$ V e $V_{g_2} = 150$ V per il tubo 6C9, $V_{g_2} = -3$ V e $V_{g_2} = 200$ V per il tubo 6V9, $V_{g_3} = 0$.

Si deve osservare che se si fa variare la corrente anodica agendo sulla polarizzazione di griglia, varia la transconduttanza griglia-catodo e varia pure, per quanto si disse pocanzi, la capacità catodo-griglia. Varia di conseguenza quella parte della conduttanza d'ingresso che è dovuta all'induttanza L_k del reoforo di catodo (equazione [5]). Ne deriva che il disporre in serie col reoforo di catodo un'opportuna resistenza (pura) R_k, come ha per effetto di ridurre le variazioni della capacità catodo-griglia al variare della corrente anodica, esercita un effetto analogo sulla conduttanza d'ingresso. Ciò si può rilevare dalla figura 8, nella quale si vede come varia con la corrente di placca la conduttanza d'ingresso dei tubi F. I. V. R. E. 6C9 e 6V9 a 40 MHz per diversi valori di R_k.

d) *Influenza della resistenza ohmica dei reofori e delle perdite per isteresi dielettrica nel vetro degli involucri.* — Quando la frequenza è molto alta, come nel caso delle onde decimetriche, anche la resistenza ohmica dei reofori d'adduzione ai vari elettrodi, fortemente incrementata per effetto pellicolare, e le perdite per isteresi dielettrica nelle capacità parassite, legate ai tratti degli elettrodi compresi nel vetro dell'involucro, dànno un contributo alla conduttanza d'ingresso $1/R_i$. Di ciò si deve tener conto nel progetto dei tubi. Il contributo in parola è tuttavia sempre modesto in confronto con quello del tempo di transito degli elettroni e delle induttanze dei reofori, ed è, per onde di lunghezza superiore a 1 m, generalmente trascurabile. Più gravi potrebbero essere, per le cause accennate, le perdite nel dielettrico di un eventuale

portatubo, anche se di ottima ceramica. Perciò, appena sia possibile, quando si lavora con lunghezze d'onda di 1 m o meno, è opportuno eliminare i portatubo, e connettere i terminali dei vari elettrodi ai relativi circuiti mediante saldatura diretta.

B) Transammettenza.

a) Dipendenza della transammettenza dal tempo di transito degli elettroni e dalle induttanze dei reofori. — Le cause per cui la transammettenza di un tubo per frequenze molto elevate dev'essere considerata non più come una quantità puramente reale, ma come una quantità complessa, sono quelle medesime per le quali, se ci si vuole render conto del funzionamento del tubo a tali frequenze, accanto alla suscettanza d'ingresso si deve fare intervenire una conduttanza d'ingresso. Si tratta qui del fatto che l'inerzia degli elettroni, col tempo finito di transito, da un lato, e dall'altro le induttanze parassite dei reofori (tra le quali nettamente predomina quella propria L_k del reoforo di catodo) alterano la relazione di fase tra la tensione alternata di griglia e la corrente alternata anodica. Lo spostamento di fase, che senza quegli effetti perturbatori sarebbe nullo, acquista un valore finito crescente col crescere della frequenza, essendo la corrente, in ritardo sulla tensione. Si può dunque dire, come già al paragrafo 4, che, da una certa frequenza in su, a lato della parte reale della transammettenza, cui può essere conservato il nome di transconduttanza, compare una parte immaginaria di suscettanza $j\omega C_{ga}$, ove con C_{ga} denotasi la capacità griglia-anodo.

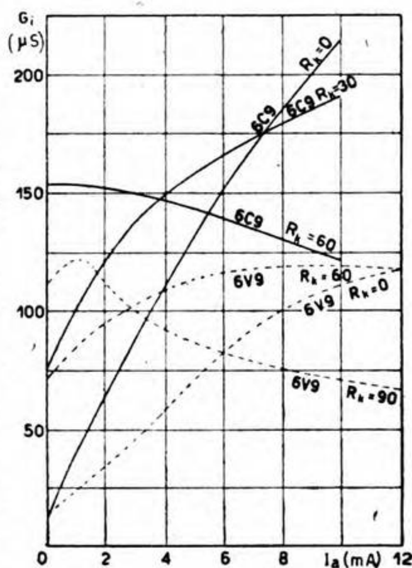


Fig. 8. — Andamento della conduttanza d'ingresso dei tubi F. I. V. R. E. 6C9 e 6V9, al variare della corrente anodica, per diversi valori di R_k, in ohm, e per la frequenza di 40 MHz, nelle condizioni di alimentazione: V_f = 6,3 V, V_a = 250 V, V_{g_1} variante con I_a, V_{g_2} = 150 V per il tubo 6C9 e V_{g_2} = = 200 V per il tubo 6V9, V_{g_3} = 0.

L'analisi del fenomeno può tuttavia essere condotta in modo più semplice e comodo se, anzichè ricorrere alla rappresentazione della transammettenza mediante un numero complesso, ci si riferisce direttamente alle sue componenti in modulo e fase.

Se si esamina sperimentalmente quale influenza eserciti la frequenza su queste componenti, si trova che, mentre il modulo diminuisce un poco col crescere della frequenza, in misura però trascurabile alle frequenze ordinarie e di scarsa importanza anche a frequenze altissime, l'argomento aumenta proporzionalmente alla frequenza, sia per la parte dovuta al tempo di transito degli elettroni, sia per quella dovuta all'induttanza del reoforo di catodo.

Se con φ_t si indica il contributo dato all'argomento della transammettenza dal tempo di transito, e se con t_{kg_1}, $t_{g_1g_2}$, $t_{g_2g_3}$, t_{g_3a} si indicano rispettivamente, per un pentodo, i tempi di transito dal catodo alla griglia di comando, dalla griglia di comando allo schermo, dallo schermo al soppressore e dal soppressore all'anodo, secondo Strutt e van der Ziel (13) si ha:

[6] $$\varphi_t = -\omega\left(\frac{11}{30}t_{kg_1} + t_{g_1g_2} + t_{g_2g_3} + \frac{2}{3}t_{g_3a}\right);$$

analogamente per un triodo:

[6'] $$\varphi_t = -\omega\left(\frac{11}{30}t_{kg} + \frac{2}{3}t_{ga}\right).$$

Il contributo φ_{Lk} portato dall'induttanza del reoforo di catodo è invece dato in entrambi i casi dall'espressione:

[7] $$\varphi_{Lk} = -\omega\, G_k L_k .$$

Complessivamente l'argomento φ della transammettenza risulta fornito dalla somma di φ_t e φ_{Lk}, cioè:

[8] $$\varphi = \varphi_t - \omega\, G_k L_k .$$

b) Conseguenze delle variazioni dell'angolo di fase della transammettenza al variare della frequenza. — Il fatto che l'argomento φ della transammettenza cresca con la frequenza proporzionalmente ad essa ha in generale scarso interesse per il funzionamento dei tubi amplificatori in ricezione, sebbene un elevato valore di φ possa accentuare la tendenza del tubo ad entrare in oscillazione, quando non si siano prese misure atte a ridurre sufficientemente gli effetti del naturale accoppiamento di reazione fra anodo e griglia.

Lo spostamento di fase fra corrente anodica e tensione di griglia ha invece importanza, che può essere notevole qualora φ sia particolarmente grande, nel caso di un oscillatore autoeccitato. Infatti il rendimento dell'oscillatore si abbassa tanto più, quanto maggiore è quello spostamento, e decresce di conseguenza al crescere del tempo di transito degli elettroni (3). Oltre a ciò, siccome la frequenza di oscillazione è influen-

(3) Sul funzionamento degli oscillatori ad altissima frequenza il lettore troverà ampie notizie e larga bibliografia in: N. CARRARA: Oscillatori per onde decimetriche con triodi a griglia negativa - A. F., 1943, XII, p. 219.

zata dal valore di φ, e questo varia col tempo di transito, che a sua volta dipende dalle tensioni di alimentazione, così un grande angolo di fase della transammettenza può influire sfavorevolmente sulla stabilità della frequenza dell'oscillatore.

C) Ammettenza di uscita.

a) Capacità d'uscita. — Data l'elevata velocità con cui gli elettroni attraversano la regione antistante all'anodo e la minima densità della carica spaziale ivi esistente, la differenza fra la capacità d'uscita a tubo spento e a tubo acceso è assai piccola e praticamente trascurabile. Non vi è dunque neppure alcun effetto della frequenza sulla capacità d'uscita per azione intermediaria della carica spaziale.

Invece, per quanto in misura assai più scarsa che nel caso della capacità d'ingresso, sarà avvertibile l'influenza che la frequenza esercita sulla capacità apparente d'uscita per l'intervento delle induttanze parassite dei vari reofori. Analogamente a quanto si è visto per la capacità d'ingresso, si ha per la variazione della capacità d'uscita a tubo spento in funzione della pulsazione l'espressione:

[9] $$\Delta \frac{1}{C_u} = \omega^2 L_u ,$$

dove con L_u si denota un'induttanza fittizia che, posta in serie con la capacità d'uscita C_u, produce il medesimo effetto di tutte le induttanze parassite complessivamente influenti sull'uscita.

b) Conduttanza d'uscita. — Le misure sperimentali dimostrano che la parte reale dell'ammettenza d'uscita, cioè la conduttanza d'uscita, cresce considerevolmente al crescere della frequenza al di sopra dei 10 MHz, e precisamente in ragione del suo quadrato. Questo aumento potrebbe pensarsi ascrivibile, per analogia con quanto è stato riconosciuto nel caso della conduttanza d'ingresso, così al tempo finito di transito degli elettroni, come, in equa parte, alle induttanze parassite dei reofori. Ma una semplice esperienza prova che le condizioni devono essere qui alquanto diverse. Si trovano pentodi geometricamente uguali fra soppressore ed anodo, che presentano sensibilmente per una stessa frequenza la stessa conduttanza d'uscita, pur con correnti continue anodiche molto diverse. D'altro lato considerazioni teoriche conducono a ritenere che, se vi fosse un effetto del tempo di transito sulla conduttanza d'uscita, questo dovrebbe in pentodi siffatti essere proporzionale alla corrente continua anodica. Poichè le misure sono in netto contrasto con le previsioni teoriche, bisogna concludere che il tempo di transito degli elettroni non può avere un'influenza meritevole di rilievo sul crescere della conduttanza d'uscita con la frequenza.

In realtà sono le induzioni proprie e le induzioni mutue dei reofori di adduzione, insieme con le capacità interelettrodiche, che fanno crescere

rapidamente con la frequenza la conduttanza d'uscita del tubo, e però il suo smorzamento. Secondo rilievi di Strutt e van der Ziel (15) interverrebbero particolarmente, a determinare il valore della resistenza R_u in parallelo sull'uscita, la capacità fra anodo e soppressore e la mutua induttanza M_{kg_3} fra i reofori del catodo e del soppressore. L'espressione della conduttanza d'uscita sarebbe la seguente:

[10] $$G_u = 1/R_u = \omega^2 G_m C_{g_3a} M_{kg_3} .$$

La proporzionalità fra conduttanza d'uscita G_u e transconduttanza G_m sarebbe in particolare assai bene verificata dalle misure dei predetti autori.

È anche qui chiara la gravità dell'effetto di smorzamento prodotto dagli altissimi valori che la conduttanza G_u può assumere ad onde ultracorte. Per un normale tubo amplificatore la resistenza in parallelo sull'uscita può infatti cadere da 2 MΩ con le ordinarie frequenze a 5000 Ω con una frequenza di 60 MHz.

D) Ammettenza di reazione.

Le misure effettuate da diversi autori su svariati tipi di tubi mettono concordemente in risalto che l'ammettenza di reazione rimane praticamente invariata con tubo acceso o spento, e che essa conserva il suo carattere di grandezza puramente immaginaria comunque varii la frequenza, dai minimi ai massimi valori sperimentabili. Il comportamento però risulta con le onde lunghe diverso che con le ultracorte, in quanto, mentre nel campo delle prime la capacità apparente griglia-anodo C'_{ga}, misurabile ai terminali esterni del tubo, non varia apprezzabilmente con la frequenza, le sue variazioni sono invece importanti nel campo delle onde ultracorte.

In queste variazioni la parte dovuta agli elettroni è irrilevante. Ne sono per contro responsabili le autoinduzioni e le induzioni mutue dei reofori dei vari elettrodi e le capacità interelettrodiche. Risulta precisamente essere (10) (15):

[11] $$C'_{ga} = C_{ga} - k\,\omega^2 ,$$

dove k è normalmente positivo e dipende appunto dalle suddette autoinduzioni, induzioni mutue e capacità.

Si noti che C'_{ga}, e quindi l'ammettenza di reazione $\overline{Y}_r = j\omega C'_{ga}$, diminuisce col crescere della frequenza. Esiste dunque una frequenza per cui $\overline{Y}_r$ si annulla e si raggiunge quindi un'autoneutralizzazione perfetta. Per valori ancora più alti della frequenza la capacità apparente C'_{ga} diventa negativa, e $\overline{Y}_r$ ha il carattere di una suscettanza induttiva.

È chiaro che, se per un dato valore di k la neutralizzazione ha luogo per un valore determinato di ω, si può inversamente ottenerla per prefissati valori di ω quando si sappia far assumere a k il valore per cui $C_{ga} - k\omega^2 = 0$. Questo è possibile ad onde ultracorte, per esempio

mediante introduzione di un'opportuna mutua induttanza fra la connessione di placca e quella della griglia schermo.

Tutto ciò è attuabile soltanto per frequenze fuori dei campi in cui si manifestano fatti di risonanza parziale nel tubo, dovuti all'induttanza di qualche reoforo in serie con una capacità interelettrodica.

6. - Il fruscio come elemento limitatore dell'amplificazione.

a) *Cause del fruscio.* — È noto che le possibilità pratiche di amplificazione, intese nel senso di poter mantenere a una data conveniente ampiezza la tensione a frequenza acustica all'uscita del ricevitore, pur riducendo all'ingresso l'ampiezza del segnale modulato, è limitata dall'esistenza del così detto *fruscio*. Infatti, quando, dopo rivelazione ed amplificazione in bassa frequenza, la potenza erogata dal ricevitore viene trasformata in suono, solo una parte dell'energia così convertita si trova appartenere alle frequenze portate dal segnale che si era inteso amplificare.

La parte rimanente è uniformemente e con continuità distribuita fra tutte le frequenze della banda passante del ricevitore, qualunque ne sia l'ampiezza Δf, sicchè essa è proporzionale a Δf; ne sono causa oscillazioni spurie di origine varia, che si mescolano a quelle portate dal segnale, sia nello stesso circuito d'antenna, sia nei vari stadi di amplificazione e particolarmente nel primo a radiofrequenza.

Il suono caratteristico in cui si converte questo disturbo è detto fruscio o anche rumore di fondo. Alla sua origine stanno fluttuazioni di tensioni e di correnti, legate a più cause diverse e insopprimibili, e precisamente:

1) le onde elettromagnetiche di origine atmosferica o cosmica che investono l'antenna sovrapponendosi al segnale;

2) le fluttuazioni di tensione che si manifestano ai capi di qualsivoglia conduttore elettrico, e quindi anche ai capi del circuito accordato d'ingresso di ogni ricevitore, per effetto del disordine statistico e della incoerenza dei moti di oscillazione termica degli elettroni di conducibilità;

3) le fluttuazioni della corrente anodica di ogni tubo termoionico dovute alle irregolarità dell'emissione del catodo nei riguardi così del numero come della velocità degli elettroni, e, accessoriamente, a fenomeni collaterali come l'emissione secondaria o la ionizzazione dei gas residui;

4) la corrente fluttuante di griglia che viene provocata, per fatti di induzione elettrostatica, dalle fluttuazioni della corrente fra il catodo e gli elettrodi collettori;

5) le fluttuazioni della corrente anodica dovute alle irregolarità statistiche della ripartizione, fra anodo e griglia schermo, della corrente fluente dal catodo.

b) Limite di sensibilità di un ricevitore in dipendenza dal fruscio. — Poichè nessuna delle cinque cause sopra elencate può essere eliminata, il fruscio è un fenomeno inevitabile, e, per un determinato ricevitore in date condizioni di luogo, di tempo e di funzionamento, il livello di suono ad esso relativo ha un valore determinato, dipendente dal valore efficace V_r della corrispondente tensione d'uscita.

Ciò stabilito, è chiaro che a mano a mano che il segnale, di cui si desidera l'amplificazione, diventa più piccolo, e diventa quindi di pari passo minore il valore efficace V_s della relativa tensione d'uscita, il suono ad esso dovuto si trova sempre più mascherato dal fruscio, e l'orecchio, il cui potere di risoluzione è limitato, fa sempre maggiore fatica a sceverare l'uno dall'altro, fino a che non vi riesce affatto.

Esiste perciò un certo valore del rapporto V_s/V_r, epperò di V_s, al di sotto del quale non si può scendere, per un dato ricevitore, senza rendere impossibile a un orecchio normale di estrarre il conseguente suono dal rumore di fondo. Quel valore costituisce il limite inferiore della sensibilità del ricevitore ed è evidentemente tanto più basso quanto minore è V_r.

c) Il fruscio dovuto ai tubi. — A formare il fruscio concorrono fattori inerenti in parte ai circuiti e in parte ai tubi; si vedranno qui quali siano le caratteristiche dei tubi, che hanno influenza sul contributo portato al fruscio complessivo.

Se si considera un diodo con catodo, per esempio, di tungsteno nudo, perfettamente vuoto, e si porta la corrente anodica alla saturazione, si dice *effetto mitraglia* il disordinato piovere sull'anodo degli elettroni che, secondo le previsioni delle teorie statistiche, vengono emessi dal catodo con altrettanto disordinata distribuzione nel tempo. L'effetto mitraglia dà luogo ad una fluttuazione della corrente anodica, nella quale sono uniformemente rappresentate tutte le frequenze fino alle più elevate sperimentalmente attuabili, e al cui valore quadratico medio le frequenze comprese in un certo intervallo Δf portano un contributo che è proporzionale al valore medio di detta corrente e all'ampiezza Δf. Ne consegue un fruscio che si dice dovuto a effetto mitraglia.

Nelle condizioni sopra precisate, cioè in un diodo saturato ad altissimo vuoto, l'effetto mitraglia dicesi puro. Qualora, invece che con un catodo nudo, si abbia a che fare con un catodo ad ossidi, altre fluttuazioni di corrente si sovrappongono a quelle proprie dell'effetto mitraglia. Esse sono attribuite alle continue irregolari variazioni dello stato di attivazione del catodo, e più precisamente al variare della estensione, della distribuzione e probabilmente dello spessore delle pellicole emittenti di bario metallico che, prodotte dai processi di attivazione, vengono a crearsi alla superficie esterna del rivestimento d'ossidi. Il fenomeno costituisce il così detto *effetto di scintillio* (*Funkeleffekt; flicker eff*[illegible]), e le fluttuazioni della corrente elettronica, cui esso dà luogo, mentre

sono praticamente inapprezzabili per frequenze superiori ai 100 kHz, aumentano rapidamente di ampiezza verso le più basse frequenze, al di sotto di 1 kHz.

In ogni caso, qualunque sia la natura del catodo, se esiste una carica spaziale che limiti la corrente anodica, a parità del suo valore medio, la fluttuazione, per uno stesso Δf, è tanto minore rispetto al caso del diodo saturato, quanto più piccolo è il rapporto tra detto valore medio della corrente e quello di saturazione.

Invece in un tubo con più di due elettrodi, malgrado la presenza di una carica spaziale, la fluttuazione della corrente anodica può essere anche maggiore che nel diodo saturato di pari corrente anodica media, quando vi portino il loro contributo fatti di emissione secondaria, ionizzazione del residuo gassoso, fluttuazioni della corrente di griglia o fluttuazioni nella ripartizione della corrente catodica fra griglia schermo ed anodo.

In ogni modo, non sarebbe comodo dar conto dell'effetto di tutte queste cause di fruscio mediante il valore della fluttuazione quadratica media della corrente anodica. Poichè l'altra causa massima di fruscio, quella dovuta al moto di agitazione termica degli elettroni nei conduttori dei circuiti, si presenta sotto forma di una fluttuazione di tensione, sarebbe in ogni caso più comodo fornire, come misura del fruscio prodotto da un dato tubo, una tensione che, applicata all'ingresso dello stesso tubo idealmente liberato da ogni causa interna di fluttuazione spontanea di corrente, producesse all'uscita quelle medesime variazioni di tensione, che sono in realtà dovute al fluttuare spontaneo della corrente anodica.

La fluttuazione, intorno al suo valore medio, della tensione ai capi di un conduttore di resistenza R, alla temperatura assoluta T, per via del moto di agitazione termica degli elettroni e per la parte che compete all'intervallo di frequenza Δf, è data dall'espressione:

[12] $$\Delta V^2 = 4\, kTR\Delta f\,,$$

dove k è la costante di Boltzmann ($1{,}37 \cdot 10^{-16}$ erg/grado). Per una data temperatura, per esempio quella normale dell'ambiente (circa 293°K), l'effetto può essere direttamente espresso mediante il valore di R, cui è proporzionale.

Lo stesso criterio è stato adottato per fornire una misura del fruscio dovuto ai tubi elettronici. Esso viene quantitativamente definito assegnando la *resistenza di griglia equivalente al fruscio* (o, più concisamente, la *resistenza equivalente di fruscio*) cioè la resistenza R di un conduttore metallico, ai cui estremi si abbia a temperatura normale una fluttuazione di tensione pari a quella che, applicata ai terminali d'ingresso del dato tubo, idealmente liberato da ogni causa interna di fruscio, produrrebbe all'uscita quelle medesime variazioni di tensione, che sono in realtà dovute al fluttuare spontaneo della corrente anodica.

Questo dato, oltre ad essere per sè comodo, è molto importante in quanto è stato dimostrato che il reciproco del prodotto della resistenza di griglia equivalente al fruscio del primo tubo amplificatore per la con-

duttanza del suo circuito d'ingresso costituisce una misura univoca della sensibilità, nel senso già precisato, dello stadio d'ingresso di un ricevitore (44) (23).

D'altra parte risulta (39) che la resistenza di griglia equivalente al fruscio di un tubo amplificatore è legata alla corrente anodica I_a e alla transconduttanza G_m dalla semplice relazione:

$$R = A \frac{I_a}{G_m^2} , \tag{13}$$

dove A è una costante determinabile sperimentalmente per confronto del dato tubo con un diodo saturato, e che per un pentodo è tanto minore quanto minore è il contributo dato al fruscio dalla irregolarità della ripartizione della corrente catodica fra placca e griglia schermo.

In definitiva, per migliorare la sensibilità di un ricevitore occorre, per quanto riguarda i tubi, rendere la transconduttanza il più possibile elevata, la corrente anodica il più possibile bassa, minimo il rapporto fra le correnti di schermo e di placca, e il più possibile piccola la conduttanza d'ingresso.

Risulta altresì che la sensibilità, in quanto limitata dal fruscio, è influenzata dalla frequenza, per il fatto del rapido aumento che, in onde ultracorte, presenta la conduttanza d'ingresso al crescere della frequenza.

7. - Caratteristiche ideali di un tubo per l'amplificazione di altissime frequenze.

Da quanto si è esposto si desumono facilmente le proprietà che deve possedere un tubo ricevente ideale affinchè il suo funzionamento risulti ottimo nell'amplificazione delle altissime frequenze. Esse possono essere fissate nei seguenti punti:

1) minimo tempo di transito degli elettroni negli spazi interelettrodici, e quindi massima riduzione delle dimensioni degli elettrodi, massimo loro ravvicinamento e, a parità di dimensioni, massimo valore possibile delle tensioni acceleratrici;

2) minimo valore delle induttanze parassite dei reofori di adduzione agli elettrodi, sia proprie, sia mutue, e quindi uso di reofori per quanto possibile corti, grossi e ben disaccoppiati;

3) minime capacità interelettrodiche;

4) minima variazione della capacità d'ingresso al variare della carica spaziale;

5) minime perdite nei reofori, tenuto conto dell'importanza che può assumere l'effetto pellicolare, e quindi reofori brevi, grossi, di materiale altamente conduttivo e di piccola permeabilità magnetica;

6) massima transconduttanza, minima corrente anodica e minimo rapporto fra corrente di schermo e corrente di placca.

Queste esigenze non sono facilmente conciliabili fra loro. Per esempio, a parità di dimensioni, il ravvicinamento degli elettrodi, se migliora il

tubo nei riguardi del tempo di transito, lo peggiora nei riguardi delle capacità interelettrodiche. Analogamente il ravvicinamento della griglia di comando al catodo, o l'aumento della superficie di questo, se fa crescere la transconduttanza, accresce altresì la capacità d'ingresso.

Inoltre le misure più ovvie per avvicinare il comportamento di un tubo reale a quello di uno ideale sono in sè piene di pericoli, in quanto accrescono la delicatezza strutturale e funzionale, e aumentano notevolmente la dispersione dei valori caratteristici per i vari esemplari di uno stesso tipo.

Infatti, quando per esempio la distanza fra catodo e griglia è ridotta a 0,13 mm, come nel pentodo a ghianda 954 per onde decimetriche, oppure a 0,12 mm, come nel pentodo 6C9 ad alta pendenza per onde metriche, scarti dell'ordine di due centesimi di millimetro bastano a produrre variazioni notevoli della transconduttanza e della corrente anodica.

Si capisce dunque come si siano dovuti accettare non pochi compromessi nell'attuazione pratica dei tubi per altissime frequenze, allo scopo di conciliare la possibilità di avere una produzione uniforme e tecnicamente non troppo ardua con il desiderio di assicurare le migliori condizioni di funzionamento.

8. - Caratteristiche tecniche dei moderni tubi per onde ultracorte.

Il primo concreto successo nella costruzione di tubi riceventi (e anche trasmittenti) per lunghezze d'onda intorno al metro fu conseguito coi ben noti così detti tubi *a ghianda* o *a bottone*. Essi furono creati in conformità del criterio di spingere al limite estremo la riduzione delle dimensioni e delle distanze dei vari elettrodi e il raccorciamento dei reofori d'adduzione. Questi furono fatti uscire radialmente dall'involucro di vetro come si vede nel disegno della figura 9; e fu loro affidata anche la funzione di terminali di contatto, così da evitare l'applicazione di uno zoccolo. Di questa serie sono conosciutissimi tre tipi con catodo a riscaldamento indiretto: il triodo 955, il pentodo a μ costante 954, il pentodo a μ variabile 956. Recentemente la F. I. V. R. E. ha creato, nella stessa serie, i due doppi diodi 950 F e 951 F per la conversione di frequenza.

A dare un'idea delle dimensioni di questi tubi e dei loro organi, valgano i dati riportati, in millimetri, nella seguente tabella:

Pentodo a ghianda tipo 954.

Diametro esterno del bulbo	13,5
Lunghezza totale media comprese le uscite di griglia e di placca	43
Dimensioni utili della placca	5×7×3,5
Diametro del catodo	0,63
Lunghezza del catodo	12
Passo delle spire della prima griglia	0,13
Lunghezza dell'avvolgimento della prima griglia	7,8
Diametro delle barre della prima griglia	0,38

Diametro del filo dell'avvolgimento della prima griglia . .	0,03
Asse minore della prima griglia	0,96
Distanza fra la prima griglia e il catodo	0,13
Distanza fra la prima e la seconda griglia	0,21
Lunghezza del reoforo di catodo	16

L'ammettenza d'entrata del pentodo a ghianda 954 a una frequenza di 200 MHz ($\lambda = 1{,}5$ m) è circa 250 µS, quella d'uscita circa 100 µS, la transconduttanza 1,4 mA/V, il massimo coefficiente di amplificazione teorico circa 5.

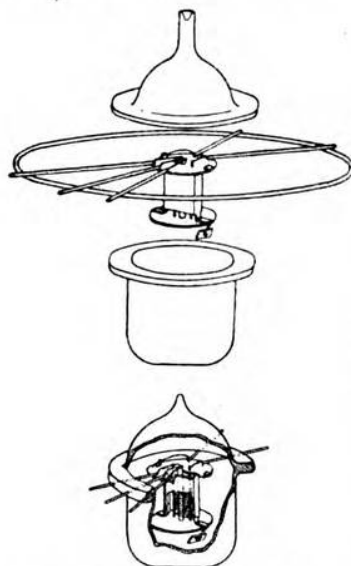


Fig. 9. — Triodo a ghianda tipo 955.

A questi favorevoli valori delle ammettenze fa riscontro una resistenza equivalente di fruscio tutt'altro che piccola, e precisamente di circa 8000 Ω, tale da non permettere, quando la frequenza arrivi intorno a 300 MHz, di trarre da questo tubo tutta l'utilità che altrimenti se ne potrebbe ricavare. Il migliorarlo, nel senso di abbassarne la resistenza equivalente di fruscio, richiederebbe di aumentarne considerevolmente la transconduttanza, al che si oppongono gravi difficoltà tecniche, nascenti proprio da quello che per altri aspetti è il pregio del tubo: l'essere tanto piccolo.

Per avere tubi per alte frequenze con bassa resistenza di fruscio si prese di conseguenza un'altra via: quella di costruirli con elettrodi di dimensioni normali, ma tali da permettere il raggiungimento di transconduttanze elevatissime, di circa 10 mA/V, pur con correnti anodiche e di schermo relativamente ridotte, e disegnati in modo da rendere anche per essi il più possibile brevi i reofori di adduzione.

A quest'ultimo scopo si abbandonò la classica struttura dei tubi per le normali frequenze, nella quale tutto il complesso degli elettrodi è affidato a un sistema di barrette metalliche complanari infisse in un supporto di vetro, che rientra come una coppa rovesciata nel tubo, e nel cui interno corrono i reofori che vanno ai terminali dello zoccolo. Al supporto rientrante si sostituì un dischetto o fondello di vetro, attraversato normalmente, a tenuta di vuoto, dai reofori di adduzione disposti a corona secondo le generatrici di un cilindro (fig. 10). Il complesso degli elettrodi viene assai robustamente sostenuto dai reofori stessi, i quali, quando siano sufficientemente grossi, possono direttamente funzionare da terminali di contatto, eliminando la necessità

dell'applicazione di uno zoccolo. Gli elettrodi si possono montare assai bassi rispetto al fondello, sicchè la lunghezza dei reofori può ridursi anche a meno di un terzo di quella che si ha con le strutture a supporto rientrante. Se si tiene conto che, col fondello, il diametro del reoforo può essere anche più che doppio che col supporto rientrante, e si ricorda che l'induttanza L in henry di un tratto di conduttore rettilineo è data da:

$$L = 2 \cdot 10^{-9}\, l \log_e \left(\frac{4l}{d} - 1 \right),$$

dove l e d sono la lunghezza e il diametro del conduttore in centimetri, si vede quale grande vantaggio venga, nei riguardi dell'induttanza propria dei reofori, dall'adozione della struttura con fondello. Non meno grande è il vantaggio dal lato delle induttanze mutue e della capacità, per il maggior distanziamento dei reofori e la possibilità di più facili ed efficaci schermature reciproche.

Contemporaneamente, con altri accorgimenti tecnici si portò la transconduttanza a un valore da cinque a sei volte maggiore che nei normali pentodi amplificatori. Si ebbe con ciò anche un aumento della capacità d'ingresso, ma proporzionalmente molto minore (circa del 100%) e, come ulteriore beneficio, una notevole diminuzione della capacità d'uscita. La transconduttanza fu accresciuta aumentando la densità dell'emissione del catodo, avvicinando fino al limite di sicurezza il catodo alla griglia di comando, costruendo questa con spire fittissime di filo sottile, e studiando avvedutamente la griglia schermo.

In questo modo, vennero creati tipi come, per esempio, il 6C9 F. I. V. R. E., l'AF 100 Telefunken, l'EF 50 Philips, capaci di funzionare efficientemente fino a frequenze di circa 200 MHz, ancorchè i primi due tipi siano muniti di uno zoccolo di materiale a basse perdite con brevi spine di contatto radiali.

Mediante questi provvedimenti la resistenza equivalente di fruscio fu abbassata, per i tre tubi nominati, a circa 600 Ω, con una corrente anodica intorno ai 10 mA, e si ottenne di poter raggiungere un'amplificazione utile di circa 3,5 a 60 MHz.

Pur tuttavia, se gli espedienti accennati si mostrarono efficacissimi nel ridurre gli effetti delle induttanze parassite e nell'abbassare il fruscio come fattore di limitazione della sensibilità, i tubi in base ad essi creati non possono in generale sostituirsi nella gamma delle onde più brevi ($\lambda \leq 1$ m) ai microtubi o tubi minimi come le ghiande, per la troppo grande conduttanza d'ingresso che ad essi compete in tale gamma.

Perciò si è continuato e si continua a lavorare anche intorno ai microtubi che conservano un loro campo d'applicazione esclusivo o quasi. Specialmente si è cercato di eliminare le gravi deficienze delle ghiande dal lato meccanico. Esse, già vecchie di circa dieci anni, per la loro speciale conformazione sono molto fragili, o disagevoli da montare, chiudere e vuotare. In tempo recente sono stati perciò creati nuovi tipi,

nei quali un complesso di elettrodi di dimensioni ridottissime come quello delle ghiande è montato su un minuscolo fondello di vetro e chiuso in un altrettanto minuscolo bulbo cilindrico. In questo modo, i reofori in funzione di terminali invece di uscire radialmente e lateralmente dall'involucro di vetro, come nelle ghiande, escono paralleli dal fondello in direzione dell'asse. L'inserzione dei tubi nel portatubo non sollecita più per flessione, come per le ghiande, i terminali e il vetro, in cui quelli sono inclusi. Resta così eliminato un grave permanente pericolo, per la facilità con cui il vetro, così sollecitato, si screpola, mentre sollecitazioni assiali dei reofori sono assai meglio sopportate.

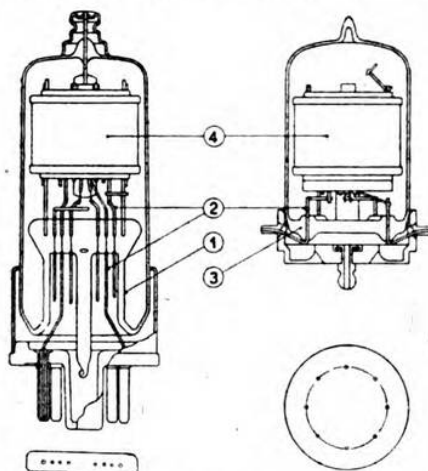


Fig. 10. — Pentodi F. I. V. R. E. 1851 e 6C9, su supporto rientrante il primo (a sinistra) e su fondello di vetro il secondo (a destra): 1, supporto; 2, reofori; 3, fondello; 4, armatura. Le sezioni normali all'asse, sotto a ciascuna delle sezioni longitudinali, mostrano quanto sia più razionale e vantaggiosa la disposizione a corona dei reofori nei tubi con fondello di vetro in confronto con quella complanare dei tubi con supporto rientrante.

Nella figura 11 sono riprodotti fotograficamente accanto al triodo a ghianda 955 e al pentodo a ghianda 954 i due equivalenti microtubi a fondello 6T20 6C20.

La tecnica moderna ha poi trovato un nuovo criterio costruttivo, che permette, pur con dimensioni normali degli elettrodi, e sempre con la struttura a fondello, di eliminare a tal segno gli effetti dell'autoinduzione del reoforo di catodo e di aumentare in tale misura la resistenza d'ingresso, da rendere un tubo, ispirato a siffatto criterio, adatto all'amplificazione con frequenze fino ad oltre 300 MHz. Due pentodi identici (fig. 12) sono affiancati in un medesimo bulbo e provvisti di un circuito catodico comune. Identiche sono le tensioni continue degli elettrodi corrispondenti nei due sistemi, mentre la tensione alternata del segnale è applicata alle due griglie di comando in opposizione di fase.

In tal modo le correnti anodiche dei due pentodi si compensano esattamente nella parte comune del circuito catodico comprendente il reoforo di adduzione al catodo, di modo che gli effetti induttivi si manifestano soltanto per la parte dei circuiti catodici costituita dai manicotti emittenti veri e propri K_1 e K_2 e dalle loro connessioni al reoforo comune. Siccome queste parti possono rendersi molto corte, e le

relative induttanze molto ridotte, così si ha dal complesso un grande vantaggio nei riguardi dello smorzamento alle altissime frequenze.

A ciò contribuisce in non piccola misura anche il considerevole aumento che consegue per la resistenza d'ingresso dalla disposizione in

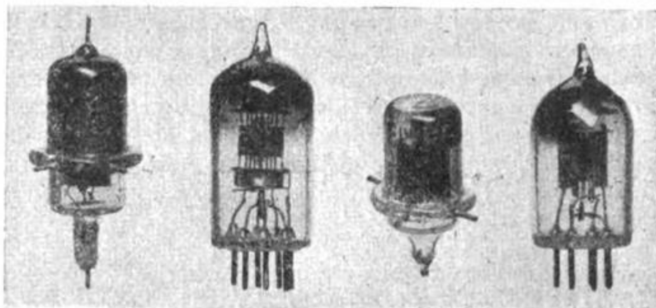


Fig. 11. — I tubi a ghianda F. I. V. R. E. 954 (pentodo) e 955 (triodo) e i corrispondenti tipi 6C20 e 6T20, con struttura a fondello.

controfase. Con questa disposizione la tensione d'ingresso viene infatti applicata ai terminali delle due griglie di comando, il che significa già raddoppiare la resistenza interna rispetto a quella di ognuno dei due pentodi associati. D'altro canto, il funzionamento in controfase elimina in gran parte l'effetto dell'induttanza L_k del reoforo di catodo. Sotto l'aspetto formale è come se si eliminasse gran parte dell'induttanza stessa, sicchè, in forza dell'equazione [5], la resistenza d'ingresso di ogni singolo pentodo risulta notevolmente aumentata. Secondo Strutt e van der Ziel (16), nel tubo EFF 50 Philips, costruito in base al criterio illustrato, per ciascuno dei due pentodi associati e per frequenze superiori a 200 MHz, la resistenza d'ingresso diventa nel funzionamento in controfase 2,5 volte maggiore che in quello isolato. Essa è dunque complessivamente per i due pentodi in controfase quintupla di quella presentata da uno dei due elementi in funzionamento isolato.

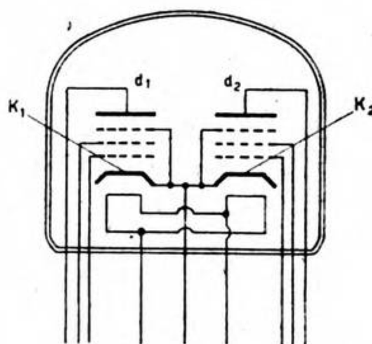


Fig. 12. — Schema di doppio pentodo per onde decimetriche, secondo Strutt e van der Ziel.

Similmente, secondo gli stessi autori, la resistenza d'uscita (tra i terminali delle due placche) sarebbe per il sistema dei due pentodi in controfase anche più di 5 volte maggiore di quella di ciascun elemento, funzionante isolatamente.

In fine un altro vantaggio proviene dall'essere la capacità d'entrata e quella d'uscita del sistema dei due pentodi soltanto la metà della capacità corrispondente in ciascuno di essi, sicchè le stesse capacità del tubo nel suo insieme non sono molto maggiori di quelle del pentodo a ghianda.

Per la conversione di frequenza in onde ultracorte possono servire i pentodi amplificatori ad alta pendenza come quello 6C9 F. I. V. R. E., che lavora soddisfacentemente a 200 MHz, servito, per la parte dell'oscillatore locale, per esempio da un triodo a ghianda tipo 955 o da un microtriodo 6T20. Ma anche si possono usare diodi speciali, come i doppi diodi a ghianda 950 F e 951 F della F. I. V. R. E., o doppi diodi con struttura a fondello quali per esempio il tipo LG 2 Telefunken o il 6DD5 F. I. V. R. E. Il funzionamento di tutti questi tubi è soddisfacente a 300 MHz ed oltre.

9. - Inconvenienti nell'uso dei tubi per onde ultracorte.

Da quanto si è detto sulle caratteristiche strutturali dei tubi per onde ultracorte, si intuisce che essi devono essere usati con speciali cautele, il loro interno edificio non potendo essere così stabile, almeno in senso relativo, come quello dei tubi normali.

Per i tubi a ghianda il punto più debole consiste, come fu detto, nella grande facilità con cui il vetro dell'involucro può incrinarsi in corrispondenza degli attraversamenti dei reofori. Perciò tali tubi devono essere da questo lato trattati con molto riguardo. Invece la struttura interna è abbastanza robusta.

I pentodi amplificatori ad altissima transconduttanza, dato che le dimensioni lineari dei loro elettrodi nel senso dell'asse sono relativamente notevoli, mentre sono piccolissime le mutue distanze in senso trasversale, sono meccanicamente assai delicati. Un urto a uno di questi tubi, specialmente se caldo, può portare a una deformazione permanente della griglia o del catodo che, anche se molto piccola in senso assoluto, è sufficiente, commisurata alla distanza griglia-catodo, per alterare intollerabilmente i parametri caratteristici.

Inoltre, sempre per la grande vicinanza della griglia al catodo e per la fittezza delle sue spire, è molto da temere che la griglia si riscaldi, al punto da dar luogo a emissione elettronica primaria, con tutti i pericoli che ne conseguono, dati i suoi riflessi sulla polarizzazione della griglia stessa e data la grande transconduttanza. Bisogna fare perciò attenzione a che la tensione di accensione non superi il limite fissato.

Altro pericolo inerente alla particolare struttura di questi tubi è la possibilità che si abbiano nel corso del funzionamento variazioni di temperatura della griglia schermo capaci di produrre variazioni dimensionali tali da alterare sensibilmente il regime delle correnti. In generale le caratteristiche di questi tubi devono perciò essere rilevate dopo un conveniente periodo di preriscaldamento (qualche minuto) in condizioni di funzionamento normali.

Altra causa di possibili alterazioni del funzionamento risiede nel

lento variare, mentre il tubo lavora, delle forze elettromotrici di contatto che concorrono a determinare la polarizzazione della griglia. In tubi con transconduttanza normale l'effetto è appena avvertibile: con transconduttanze dell'ordine dei 10 mA/V esso può invece diventare fonte di instabilità di comportamento.

Nel complesso si può dire che tutti questi inconvenienti, ed altri minori che qui si tacciono, non costituiscono che un prezzo assai modesto, col quale vengono pagati gli importantissimi vantaggi che i moderni tubi per altissime frequenze permettono di conseguire. Un po' di accortezza e di previdenza da parte del tecnico, che se ne serve, può bastare a rendere il loro uso del tutto sicuro.

Pavia - Fabbrica Italiana Valvole Radioelettriche.

BIBLIOGRAFIA

Comportamento dei tubi amplificatori ad altissime frequenze.

(1) F. B. Llewellyn: Vacuum tubes electronics at ultra-high frequencies - Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 1532; Bell S. T. J., 1934, XIII, p. 59.

(2) F. B. Llewellyn: Phase angle of vacuum tube transconductance at very high frequencies - Proc. I. R. E., 1934, XXII, p. 947.

(3) F. B. Llewellyn: Note on vacuum tube electronics at ultra-high frequencies - Proc. I. R. E., 1935, XXIII, p. 112.

(4) F. B. Llewellyn: Operation of ultra-high-frequency vacuum tubes - Bell S. T. J., 1935, XIV, p. 632.

(5) B. J. Thompson a. G. M. Rose: Vacuum tubes of small dimensions for use at extremely high frequencies - Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 1707.

(6) B. Salzberg a. D. C. Burnside: Recent developments in miniature tubes - Proc. I. R. E., 1935, XXIII, p. 1142.

(7) D. O. North: Analysis of the effects of space charge on grid impedance - Proc. I. R. E., 1936, XXIV, p. 108.

(8) W. R. Ferris: Input resistance of vacuum tubes as ultra-high-frequency amplifiers - Proc. I. R. E., 1936, XXIV, p. 82.

(9) M. J. O. Strutt u. A. van der Ziel: Messungen der charakteristischen Eigenschaften von Hochfrequenz-Empfangsröhren zwischen 1,5 und 60 Megahertz - E. N. T., 1935, XII, p. 347.

(10) M. J. O. Strutt u. A. van der Ziel: Einfache Schaltmassnahmen zur Verbesserung der Eigenschaften von Hochfrequenz-Verstärkerröhren im Kurzwellengebiet - E. N. T., 1936, XIII, p. 260.

(11) M. J. O. Strutt u. A. van der Ziel: Erweiterung der bisherigen Messungen der Admittanzen von Hochfrequenz-Verstärkerröhren bis 300 Megahertz - E. N. T., 1937, XIV, p. 75.

(12) M. J. O. Strutt u. A. van der Ziel: Die Ursachen für die Zunahme der Admittanzen moderner Hochfrequenz-Verstärkerröhren im Kurzwellengebiet - E. N. T., 1937, XIV, p. 281; The causes for the increase of the admittances of modern high-frequency amplifier tubes on short waves - Proc. I. R. E., 1938, XXVI, p. 1011.

(13) M. J. O. Strutt u. A. van der Ziel: Messungen der komplexen Steilheit moderner Mehrgitterröhren im Kurzwellengebiet - E. N. T., 1938, XV, p. 103.

(14) C. J. Bakker: Quelques propriétés des lampes réceptrices dans leur emploi en ondes très courtes - Rev. techn. Philips, 1936, I, p. 168.

(15) M. J. O. Strutt et A. van der Ziel: Le comportement des tubes amplificateurs aux hyperfréquences - Rev. techn. Philips, 1938, III, p. 103.

(16) M. J. O. Strutt et A. van der Ziel: Un nouveau tube amplificateur push-pull pour ondes décimétriques - Rev. techn. Philips, 1940, V, p. 167.

(17) H. ROTHE: Eingangs- und Ausgangswiderstand von Elektronenröhren bei hohen Frequenzen - Telefunken-Röhre, 1936, Beilage zu Heft 7, p. 101.
(18) H. ROTHE: Das Verhalten von Elektronenröhren bei hohen Frequenzen - Telefunken-Röhre, 1937, p. 33.
(19) I. RUNGE: Zur Berechnung des Verhaltens von Mehrgitterröhren bei hohen Frequenzen - Telefunken-Röhre, 1937, p. 128.
(20) I. RUNGE: Laufzeiteinflüsse in Elektronenröhren - Z. f. techn. Phys., 1937, XVIII, p. 438.
(21) E. KETTEL: Messungen über den Einfluss der Raumladung auf die Eingangskapazität von Verstärkerröhren - Telefunken-Röhre, 1937, p. 15.
(22) B. J. THOMPSON: Review of ultra-high-frequency vacuum-tube problems - R. C. A. Rev., 1938, III, p. 146.
(23) W. KLEEN: Entwicklungsstand der UKW-Röhrentechnik - Telefunken Mitt., 1940, XXI (84), p. 17.

Fruscio o rumore di fondo.

(24) W. SCHOTTKY: Ueber spontane Stromschwankungen in verschiedenen elektrischen Leitern - Ann. d. Phys., 1918, LVII, p. 541.
(25) W. SCHOTTKY: Small shot effect and flicker effect - Phys. Rev., 1926, XXVIII, p. 74.
(26) W. SCHOTTKY: Zur Berechnung und Beurteilung des Schroteffektes - Ann. d. Phys., 1932, LXVIII, p. 157.
(27) J. B. JOHNSON: Thermal agitation of electricity in conductors - Phys. Rev., 1928, XXXII, p. 97.
(28) H. NYQUIST: Thermal agitation of electric charge in conductors - Phys. Rev., 1928, XXXII, p. 110.
(29) F. B. LLEWELLYN: A study of noise in vacuum tubes and attached circuits - Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 243.
(30) G. L. PEARSON: Fluctuation noise in vacuum tubes - Physics, 1934, V, p. 233.
(31) G. L. PEARSON: Shot effect and thermal agitation in an electron current limited by space-charge - Physics, 1935, VI, p. 6.
(32) E. SPENKE: Die Frequenzabähngigkeit des Schroteffektes - Wiss. Veröff. Siemens-Werken, 1937, XVI (3), p. 127.
(33) E. W. THATCHER a. N. H. WILLIAMS: Shot effect in space-charge limited currents - Phys. Rev., 1932, XXXIX, p. 474.
(34) E. W. THATCHER: On the reduction of shot effect fluctuations by electron space-charge - Phys. Rev., 1932, XL, p. 114.
(35) S. BALLANTINE: Fluctuation noise due to collision ionisation in electronic amplifiers - Physics, 1933, IV, p. 294.
(36) J. B. JOHNSON a. F. B. LLEWELLYN: Limits to amplification - Bell S. T. J., 1935, XIV, p. 85.
(37) C. J. BAKKER: Current distribution fluctuations in multi-electrode radio valves - Physica, 1938, V, p. 581.
(38) M. ZIEGLER: Les causes du bruit de fond dans les amplificateurs - Rev. techn. Philips, 1937, II, p. 136.
(39) M. ZIEGLER: La contribution due aux tubes dans le bruit de fond des amplificateurs - Rev. techn. Philips, 1937, II, p. 329.
(40) M. ZIEGLER: Le bruit de fond dans les récepteurs radiophoniques - Rev. techn. Philips, 1938, III, p. 193.
(41) C. J. BAKKER: Causes des fluctuations de courant et de tension - Rev. techn. Philips, 1941, VI, p. 129.
(42) M. J. O. STRUTT et A. VAN DER ZIEL: Le souffle des appareils récepteurs à des fréquences très élevées - Rev. techn. Philips, 1941, VI, p. 178.
(43) H. ROTHE u. W. KLEEN: Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker - Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1940, p. 225.
(44) K. FRAENZ: Ueber die Empfindlichkeitsgrenze beim Empfang elektrischer Wellen und ihre Erreichbarkeit - E. N. T., 1939, XVI, p. 92.

VOLTMETRI A TUBO ELETTRONICO PER TENSIONI CONTINUE

ELIO TOMMASINI

Indicati i principali pregi e difetti dei voltmetri a tubo elettronico per tensioni continue, si deduce, in base a considerazioni semplificative, il criterio generale secondo cui, per ottenere da un triodo la massima stabilità, occorre farlo funzionare con corrente anodica di riposo costante, e si mostra come la reazione negativa permetta inoltre di aumentarne notevolmente la stabilità, la linearità della risposta e la resistenza differenziale di entrata. Nei dispositivi che utilizzano il triodo secondo uno schema a ponte, è possibile attuare tanto la reazione negativa quanto il funzionamento con corrente anodica di riposo costante, ottenendo così i vantaggi anzidetti. Di un circuito a ponte attuato secondo tali concetti si esegue lo studio analitico; se ne deducono le modalità d'uso ed i dati necessari in sede di progetto, si mostra come sia possibile ottenere una stabilità elevata rispetto alle piccole variazioni delle tensioni di alimentazione, di cui si calcolano gli effetti, e si determinano pure gli errori dovuti alla curvatura della caratteristica I_a (V_g) del triodo. Si espone infine un esempio numerico relativo ad una applicazione caratteristica di tali tipi di voltmetri.

1. - Elenco dei simboli usati.

I_a corrente anodica;
V_g tensione di griglia;
V_a tensione anodica;
μ coefficiente di amplificazione;
I_T, I_H costanti con dimensioni di corrente;
V_T, V_H costanti con dimensioni di tensione;
S transconduttanza;
V_E tensione definita dalla terza delle [2];
R_k resistenza catodica;
V_{ge} tensione di griglia del triodo equivalente;
V_{ae} tensione anodica del triodo equivalente;
S_e transconduttanza del triodo equivalente, definita dalla [5];
I_g corrente di griglia;
I_{gA}, I_{gB}, I_{gC} componenti della corrente di griglia;
ξ fattore di vuoto;

G_k conduttanza di dispersione fra griglia e catodo;
G_a conduttanza di dispersione fra griglia ed anodo;
G_{ge} conduttanza differenziale di entrata del triodo equivalente;
R_f resistenza percorsa dalla corrente di filamento;
I_f corrente di filamento;
V_R tensione definita dalla [16];
R_1, R_2, R_3, R_4 resistenze costituenti il ponte;
R_b resistenza interna della sorgente di alimentazione anodica;
V_b tensione a vuoto della sorgente di alimentazione anodica;
V_i tensione applicata al circuito di entrata;
V_v tensione a vuoto del bipolo attivo;
R_i resistenza interna del bipolo attivo;
R_u resistenza interna dello strumento indicatore;
I_u corrente nello strumento indicatore;
V_u tensione ai capi dello strumento indicatore;
λ, ν coefficienti numerici;
β, η coefficienti definiti dalle [18];
I_{a0}, V_{a0}, V_{g0}, V_{i0}, S_0 valori di I_a, V_a, V_g, V_i, S corrispondenti alla posizione di equilibrio del ponte;
S_t transconduttanza del complesso, definita dalla [21];
G_i conduttanza differenziale di entrata del voltmetro;
ε_b scarto relativo fra i due membri della [24];
$\theta_b = \Delta V_b/V_b$ variazione relativa della V_b;
$(\Delta V_i)_b$ errore di misura dovuto alle variazioni della V_b;
γ coefficiente definito dalla [32];
S_n valore approssimato di S;
S'_t, V'_i valori approssimati di S_t, V_i;
$(\Delta V_i)_c$ errore di misura dovuto alla curvatura della caratteristica;
V_{g1}, V_{g2} valori di V_g corrispondenti alla medesima I_a sulla caratteristica effettiva $I_a(V_g)$ e su quella lineare che la sostituisce (fig. 6);
ε_c errore relativo di misura dovuto alla curvatura della caratteristica;
$[dS/dI_a]_0$ valore di dS/dI_a calcolato per il punto della caratteristica corrispondente alla posizione di equilibrio del ponte;
ζ coefficiente definito dalla [A 3];
ε_f scarto relativo tra i due membri della [A 4];
$\theta_f = \Delta I_f/I_f$ variazione relativa della I_f;
$(\Delta V_i)_f$ errore di misura dovuto alle variazioni della I_f;
$(\Delta V_i)_t$ variazione apparente della tensione di entrata, per instabilità del complesso;
R_t resistenza definita dalla prima delle [A 9];
α coefficiente definito dalla seconda delle [A 9];
R_q resistenza definita dalla prima delle [A 11];
I_{r0} corrente nelle resistenze R_2 ed R_3, R_4 quando il ponte è in posizione di equilibrio;

$x_1 = V_{g1} - V_{g0}$;
$x_2 = V_{g2} - V_{g0}$;
$y = I_a - I_{a0}$;
I_N costante con dimensioni di corrente.

2. - Generalità.

Sono note le possibilità di uso dei tubi elettronici nella costituzione di voltmetri ad altissima resistenza di entrata. Essi permettono l'attuazione di apparecchi per misure di tensioni continue, con limite inferiore di circa 10^{-5} V, che in certi casi sono adatti a sostituire gli elettrometri [1] ed offrono la possibilità di seguire fenomeni rapidamente variabili, pur adoperando uno strumento indicatore molto più robusto, maneggevole e meno costoso di quello che sarebbe altrimenti necessario.

Tali dispositivi presentano viceversa alcune cause di errori, proprie in parte a tutti gli apparecchi con tubi elettronici, quali la instabilità dello zero e della taratura e la non linearità della risposta; occorrono poi tubi elettrometrici, di costruzione speciale non di serie, se si vogliono raggiungere le più alte resistenze di entrata.

Nei casi più comuni l'instabilità dello zero e della taratura dipende dalle variazioni delle tensioni di alimentazione e delle caratteristiche dei tubi; in particolari condizioni di sensibilità intervengono pure le fluttuazioni di tensione dovute all'agitazione termica degli elettroni, specialmente nelle resistenze che fanno parte del circuito di griglia, e le variazioni della corrente anodica per effetto granulare e di scintillamento [2]. Di queste cause non ci si occupa in seguito; si osserva tuttavia che esse impongono un limite inferiore al campo di misura, di cui occorre tener conto, e che il mezzo più opportuno per diminuirne gli effetti consiste nel limitare allo stretto indispensabile per gli scopi della misura la banda di frequenza trasmessa o amplificata.

Infine, la non linearità della risposta dipende dalla curvatura delle caratteristiche dei tubi ed aumenta di importanza col crescere dell'estensione del campo di misura, mentre la necessità di usare tubi speciali è propria dei dispositivi atti a sostituire l'elettrometro.

Mediante l'uso appropriato dei tubi, della reazione negativa e di particolari schemi di compensazione è possibile rendere trascurabili gli errori dovuti all'instabilità della taratura ed alla non linearità della risposta, eliminare in parte l'instabilità dello zero ed ottenere resistenze di entrata molto grandi, pur senza l'uso di tubi speciali. Nel presente lavoro si studiano alcuni circuiti particolarmente adatti allo scopo e

---

(1) R. Sartori: La misura mediante tubi elettronici di piccole tensioni e correnti costanti - R. C. XL Riunione A. E. I., 1935, I, p. 21.

(2) G. Gramaglia: Disturbi interni negli apparecchi a tubi elettronici - R. C. XLI Riunione A. E. I., 1936, III, p. 171.

se ne deducono i principali dati di progetto, in vista delle applicazioni pratiche, di cui si dà un esempio caratteristico.

Si considerano sempre condizioni di funzionamento dei tubi con corrente di griglia molto piccola rispetto a quella anodica.

3. - Instabilità delle caratteristiche dei tubi.

Se per un triodo normale di serie si ricavano le caratteristiche della corrente anodica in funzione della tensione di griglia, per dati valori costanti della tensione anodica e di filamento, si ottengono curve che differiscono notevolmente non solo da un esemplare all'altro dello stesso tipo di tubo, ma anche se ottenute dallo stesso triodo in epoche diverse.

Ciò è dovuto alle variazioni del potenziale di contatto, dipendente essenzialmente dalla natura degli elettrodi e dalla costituzione chimico-fisica della superficie emittente del catodo, alle variazioni dell'emissione, per piccole differenze nella costruzione del catodo da un tubo all'altro, o per il suo progressivo esaurimento nello stesso tubo, ed alle inevitabili piccole differenze nelle caratteristiche geometriche dei diversi esemplari di uno stesso tipo.

Per quanto riguarda il potenziale di contatto, le differenze si possono compensare mediante opportune variazioni delle tensioni anodica e di griglia, che risultano costanti lungo tutta la curva e permettono di riportare al valore normale non solo la corrente anodica ma anche la transconduttanza. Osservando inoltre che, con buona approssimazione, la corrente anodica I_a è in genere data da una espressione del tipo:

$$I_a = \varphi\left(V_g + \frac{V_a}{\mu}\right),$$

ove è V_g la tensione di griglia, V_a quella anodica e μ il coefficiente di amplificazione del triodo (coefficiente le cui variazioni, in un largo campo di variabilità della I_a, possono esser ritenute trascurabili), si deduce che per neutralizzare gli effetti di una variazione del potenziale di contatto basta variare opportunamente la sola V_g.

Per quanto riguarda le variazioni dell'emissione catodica si noti che, se il tubo funziona nel campo in cui l'effetto della carica spaziale è trascurabile, la caratteristica $I_a = f(V_g)$ per V_a costante si approssima all'esponenziale:

$$I_a = I_T \, e^{V_g/V_T},$$

con V_T ed I_T costanti. Una variazione dell'emissione, cioè della costante I_T, può quindi, anche in questo caso, essere compensata con una opportuna variazione, costante lungo tutta la curva, della tensione di griglia.

Si osservi ora che, in un intorno abbastanza piccolo di un qualsiasi punto di funzionamento (V^*_g, V^*_a, I^*_a), la caratteristica $I_a(V_g)$ del

triodo in esame può, con buona approssimazione, essere rappresentata dall'equazione lineare:

$$[1] \qquad I_a = S\left(V_g - V_E + \frac{V_a}{\mu}\right),$$

ove S e μ sono rispettivamente la transconduttanza ed il coefficiente di amplificazione del tubo nel punto di funzionamento considerato, definiti insieme a V_E dalle:

$$[2] \qquad S = \frac{\partial I_a}{\partial V_g} \quad , \quad \frac{S}{\mu} = \frac{\partial I_a}{\partial V_a} \, , \quad V_E = V^*_g + \frac{V^*_a}{\mu} - \frac{I^*_a}{S} \, .$$

Tali grandezze variano, in generale, al variare del punto di funzionamento.

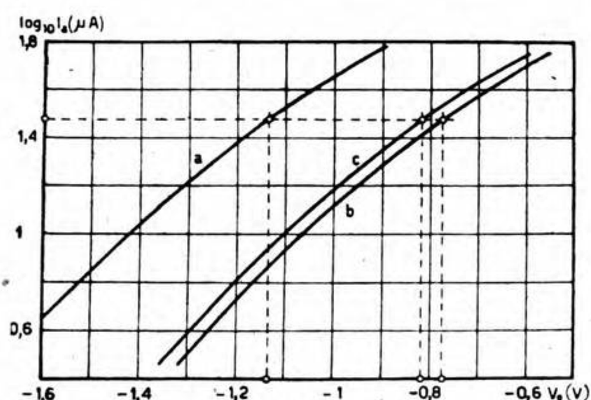


Fig. 1. — Caratteristiche di due tubi RE 034 ($V_a = 50$ V): *a*, tubo I, maggio 1943; *b*, tubo II, marzo 1941; *c*, tubo II, maggio 1943.

In base alle considerazioni sopra svolte, si deduce allora facilmente che S e μ sono pressochè indipendenti dalle variazioni del potenziale di contatto e, nel caso della caratteristica esponenziale, anche dalle variazioni di emissione; a differenza della tensione V_E che dipende invece strettamente da tali fenomeni ed è quindi notevolmente variabile nel tempo. Poichè le variazioni del potenziale di contatto e dell'emissione sono le cause più importanti di instabilità, specialmente nei moderni tubi con catodo ad ossidi, si conclude che, per un certo triodo, ad una data corrente anodica corrisponde sempre circa la stessa transconduttanza e che, per ottenere la massima costanza di comportamento, occorrono quindi corrente anodica di riposo costante e tensione base di griglia variabile, per compensare di volta in volta le lente variazioni della V_E; ciò vale beninteso anche se la condizione della caratteristica

esponenziale non è soddisfatta, dato che in tal modo restano pur sempre eliminati gli effetti delle variazioni del potenziale di contatto, in genere preponderanti rispetto agli altri.

A conferma sperimentale di queste considerazioni, si sono riportate nel diagramma di figura 1 alcune curve caratteristiche, rilevate in condizioni identiche su due esemplari scelti a caso ed indicati rispettivamente con I e II, del triodo a riscaldamento diretto tipo RE 034. In ascisse si hanno i valori della tensione di griglia V_g ed in ordinate quelli del logaritmo decimale di I_a, misurata in microampere. La curva *a* si riferisce al tubo I mentre le *b* e *c*, rilevate a circa due anni di distanza l'una dall'altra, sono relative al tubo II; la tensione anodica è in tutti i casi di 50 V. Si riconosce immediatamente che, a meno di una opportuna traslazione parallela all'asse delle ascisse, le tre curve coincidono praticamente lungo tutta la loro estensione.

4. - Reazione negativa con resistenza catodica.

L'uso della reazione negativa permette di migliorare considerevolmente la stabilità e la linearità della risposta negli apparecchi a tubi elettronici. Si studia qui particolarmente il caso in cui tale effetto è prodotto da una resistenza R_k di valore opportuno, inserita nel circuito catodico di un triodo secondo lo schema della figura 2; l'insieme che ne risulta può essere considerato come equivalente ad un nuovo triodo in cui catodo, griglia ed anodo fanno capo rispettivamente ai punti *K*, *G* ed *A* ed il cui comportamento ci si propone di determinare.

Indicando con V_{ge} e V_{ae} le tensioni di griglia ed anodica di tale triodo equivalente, cioè rispettivamente le tensioni fra i punti *G*, *K* ed *A*, *K*, si ha:

[3] $$V_g = V_{ge} - I_a R_k \quad , \quad V_a = V_{ae} - I_a R_k \, ,$$

da cui sostituendo nella [1] si ottiene:

[4] $$I_a = S_e \left(V_{ge} - V_E + \frac{V_{ae}}{\mu} \right) ,$$

ove è:

[5] $$S_e = \frac{S}{1 + SR_k \left(1 + \frac{1}{\mu} \right)} .$$

L'equazione lineare [4] rappresenta, in un intorno abbastanza piccolo del punto di funzionamento prescelto, la caratteristica del triodo equivalente al sistema di figura 2, la cui transconduttanza risulta definita dalla [5] mentre la tensione V_E ed il coefficiente μ sono uguali a quelli del triodo di partenza. Analogamente al caso della equazione [1], tali grandezze sono, in generale, variabili col punto di funzionamento.

Ammesse le condizioni:

[6] $$\mu \gg 1 \quad , \quad SR_k \gg 1 \, ,$$

che nel seguito si riterranno sempre soddisfatte, l'importanza delle espressioni [4] e [5] deriva dal fatto che le variazioni relative della S_e risultano piccole in confronto con quelle corrispondenti di S e μ. Con tali ipotesi si ha infatti, in prima approssimazione:

[7] $$S_e \cong \frac{1}{R_k}\left(1 - \frac{1}{\mu} - \frac{1}{SR_k}\right),$$

da cui si ottiene:

[8] $$\frac{\Delta S_e}{S_e} \cong \frac{1}{SR_k}\frac{\Delta S}{S} + \frac{1}{\mu}\frac{\Delta \mu}{\mu}.$$

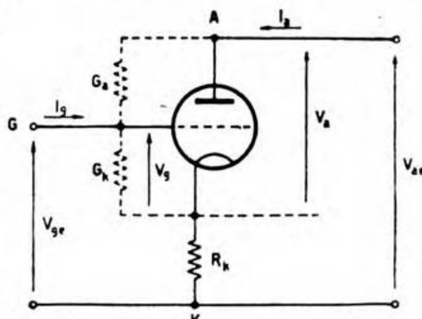


Fig. 2. — **Reazione negativa con resistenza catodica.**

Osservando che tanto μ quanto SR_k possono facilmente raggiungere valori dell'ordine di 10^2, risulta evidente da tale formula il notevole miglioramento nella stabilità e linearità della caratteristica, solo ottenuto con tale artificio.

È noto [3] che, in un triodo con tensione di griglia negativa, la corrente di griglia è costituita essenzialmente dalla somma di tre termini distinti; precisamente, assunto come positivo il senso che nel circuito esterno va dal catodo alla griglia, si ha:

1) La corrente positiva I_{gA} dovuta agli elettroni emessi dal catodo, il cui andamento, finchè essa è minore di circa 10^{-6} A, è ben rappresentato dalla:

$$I_{gA} = I_H \, e^{V_g/V_H} \, ,$$

con I_H e V_H costanti.

2) La corrente negativa I_{gB} dovuta agli ioni positivi che si generano per urto degli elettroni con le molecole dei gas residui, data dalla:

$$I_{gB} = -\xi \, I_a \, ,$$

ove ξ è il fattore di vuoto, proporzionale alla pressione dei gas residui e circa costante per tensioni anodiche superiori a 50 V. Secondo Barkhausen [4], un fattore ξ pari a circa 10^{-4} può già essere considerato normale, ma si hanno spesso valori ben più piccoli, come risulta per esempio da misure eseguite sui tubi tipo RE 034 della figura 1, in cui tale coefficiente è dell'ordine di grandezza di 10^{-6}.

---

(3) H. Barkhausen: Elektronen-Röhren - S. Hirzel, Leipzig, 1942, II, p. 265.
(4) H. Barkhausen: Elektronen-Röhren - S. Hirzel, Leipzig, 1942, I, p. 12.

3) La corrente negativa I_{gC} dovuta all'imperfetto isolamento fra i vari elettrodi. Indicando con G_k e G_a le conduttanze di dispersione derivate rispettivamente fra griglia e catodo e fra griglia ed anodo, secondo lo schema di figura 2, essa è data dalla:

$$I_{gC} = (G_k + G_a) V_g - G_a V_a .$$

Assegnando alla griglia una tensione negativa sufficiente, il termine I_{gA} diventa trascurabile rispetto agli altri e l'espressione della corrente di griglia I_g si riduce a:

[9] $$I_g = -\xi I_a + (G_k + G_a) V_g - G_a V_a ,$$

da cui, tenendo conto delle [3], si ottiene:

[10] $$I_g = -(\xi + G_k R_k) I_a + (G_k + G_a) V_{ge} - G_a V_{ae} ;$$

tale formula rappresenta la caratteristica di griglia del triodo equivalente al sistema della figura 2 e da essa, tenendo conto della [4], si ricava la conduttanza differenziale di entrata:

[11] $$G_{ge} = \frac{d I_g}{d V_{ge}} = -(\xi + G_k R_k) S_e \left(1 + \frac{1}{\mu} \frac{d V_{ae}}{d V_{ge}}\right) + \\ + G_k + G_a \left(1 - \frac{d V_{ae}}{d V_{ge}}\right).$$

Poichè nelle applicazioni che interessano il triodo funziona essenzialmente come amplificatore di corrente, si suppone soddisfatta la condizione:

[12] $$\left| \frac{d V_{ae}}{d V_{ge}} \right| \leq \nu ,$$

ove ν è un coefficiente numerico dell'ordine di grandezza dell'unità; in tal caso l'espressione della G_{ge}, tenendo conto delle [6] e [7], ed ammesso che G_k e G_a siano dello stesso ordine di grandezza, si riduce alla:

[13] $$G_{ge} \cong -\frac{\xi}{R_k} + G_a \left(1 - \frac{d V_{ae}}{d V_{ge}}\right),$$

che mostra come, mediante una opportuna scelta della resistenza R_k, si possa portare il valore della conduttanza differenziale di entrata allo stesso ordine di grandezza delle conduttanze di dispersione. Ciò costituisce un risultato paragonabile in parte a quello raggiungibile con l'uso di un triodo elettrometrico.

In conclusione, la reazione negativa ottenuta per mezzo della resistenza R_k permette di conseguire notevole stabilità e linearità delle caratteristiche, unitamente ad una elevata resistenza differenziale di entrata. Unico svantaggio rispetto ad un tubo senza reazione è la dimi-

nuzione della transconduttanza; però, nella maggior parte dei casi, con una opportuna scelta delle condizioni di funzionamento del tubo e dello strumento indicatore in relazione col campo di misura, tale inconveniente non disturba affatto.

Si osservi infine che la disposizione ora vista, se si tratta di un tubo a riscaldamento diretto con corrente continua, può essere completata mediante l'aggiunta della resistenza R_f percorsa dalla corrente di filamento I_f, secondo lo schema della figura 3, che permette la neutralizzazione delle variazioni della tensione di filamento (si veda l'appendice I). In questo caso, trascurando I_a rispetto ad I_f, R_f rispetto ad R_k ed indicando, come al solito, con V_{ge} e V_{ae} le tensioni di griglia ed anodica del triodo equivalente a tale sistema, si ottiene:

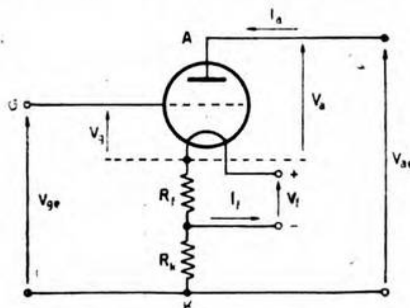


Fig. 3. — Reazione negativa e neutralizzazione delle variazioni della tensione di filamento.

$$[14] \qquad V_g = V_{ge} - I_f R_f - I_a R_k \quad , \quad V_a = V_{ae} - I_f R_f - I_a R_k \,,$$

da cui, sostituendo nella [1], si ha:

$$[15] \qquad I_a = S_e \left(V_{ge} - V_R + \frac{V_{ae}}{\mu} \right) .$$

ove si è posto:

$$[16] \qquad V_R = V_E + R_f I_f \left(1 + \frac{1}{\mu} \right) .$$

La formula [15], che rappresenta il comportamento del sistema di figura 3, è perfettamente analoga alla [4], mentre l'espressione [13] della conduttanza differenziale di entrata rimane invariata.

5. - Voltmetri con schema a ponte.

L'uso della reazione negativa, come dagli schemi delle figure 2 e 3, permette di attuare un triodo ideale molto stabile, con caratteristica pressochè lineare ed elevata resistenza differenziale di entrata; costituendo con tale complesso uno dei lati di un ponte in cui gli altri elementi sono formati da resistenze, secondo il principio già applicato in apparecchi del commercio ([5]), si ottiene un sistema il cui comportamento

([5]) W. N. Tuttle: Type 726-A vacuum-tube voltmeter - G. R. Experimenter, 1937, XI (12), p. 1.

dipende soltanto in minima parte dalle grandezze variabili del tubo e può quindi essere determinato con sicurezza.

In base a tali considerazioni, lo schema più adatto per costituire un voltmetro a tubo elettronico per tensioni continue è rappresentato nella figura 4, di cui la figura 5 costituisce una ovvia variante. Il tubo che in esso compare deve essere considerato quale triodo equivalente al sistema di figura 2, oppure di figura 3, ed i punti segnati con le lettere K, G ed A in queste figure corrispondono rispettivamente a catodo, griglia ed anodo del triodo equivalente. Le resistenze R_1, R_2 e la somma di R_3 ed R_4 costituiscono gli altri lati del ponte, alla cui diagonale di alimentazione è applicata una sorgente di tensione continua con resistenza interna R_b e tensione a vuoto V_b, mentre lo strumento indicatore è inserito nell'altra diagonale. La tensione in misura V_i è applicata fra la griglia G ed il punto P comune alle resistenze R_3 ed R_4; è così possibile compensare con la tensione ai capi della R_4 l'opposta caduta prodotta dalle resistenze R_k ed R_f (fig. 3).

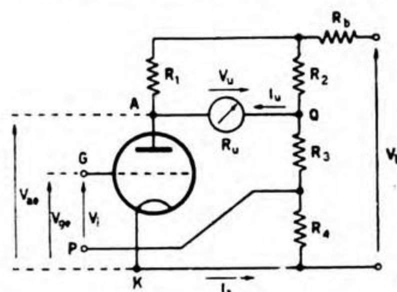


Fig. 4. — Schema a ponte per voltmetri a tubo elettronico.

Tale circuito permette, come si vedrà, di conseguire alcuni notevoli requisiti, quali la neutralizzazione delle variazioni della tensione di alimentazione anodica ed il funzionamento con corrente anodica di riposo costante, oltre a quello evidente della compensazione della corrente anodica di riposo del triodo.

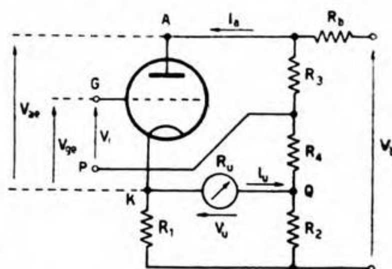


Fig. 5. — Variante dello schema di figura 4.

Rispetto alla diagonale di misura, cioè rispetto ai morsetti Q ed A nel caso della figura 4, oppure K e Q nel caso della figura 5, il complesso può essere considerato come un bipolo attivo caratterizzato da una tensione a vuoto V_v ed una resistenza interna R_i; indicando quindi con R_u, I_u e V_u resistenza, corrente e tensione dello strumento indicatore, si ha per definizione:

$$V_u = V_v - R_i I_u \quad , \quad I_u = \frac{V_v}{R_i + R_u} . \qquad [17]$$

Indicando con λ un coefficiente numerico uguale a zero nel caso della figura 4 ed uguale ad uno nel caso della figura 5, e posto:

[18] $$\beta = \frac{\dfrac{R_3 + R_4(1+\mu)}{\mu} - \dfrac{R_2}{S_e R_1}}{R_2 + R_3 + R_4 + R_b \dfrac{R_1 + R_2}{R_1}} \quad , \quad \eta = S_e R_1 \left(\lambda + \frac{1}{\mu}\right),$$

si ottengono allora (si veda l'appendice II) le espressioni:

[19] $$\begin{cases} V_v = \dfrac{S_e R_1}{1 + \eta + \beta S_e R_b} (V_i - V_R + \beta V_b), \\ R_i = (R_1 + R_2) \dfrac{1 + \beta S_e \left(R_b + \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right)}{1 + \eta + \beta S_e R_b}. \end{cases}$$

Inoltre, la corrente anodica I_{a0} corrispondente alla posizione di equilibrio del ponte, cioè per I_u e V_u uguali a zero, è data dalla:

[20] $$I_{a0} = \frac{V_b R_2}{R_1(R_2 + R_3 + R_4) + R_b(R_1 + R_2)},$$

formula che mostra come la corrente anodica di riposo possa essere mantenuta costante entro gli stessi limiti con cui è mantenuta la tensione di alimentazione V_b, importante requisito che, come si è visto, conferisce di per se stesso una notevole stabilità al sistema.

Le derivate prime della I_u rispetto a V_i e V_b si calcolano dalle [17] e [19]; in particolare il valore della transconduttanza del complesso risulta:

[21] $$S_t = \frac{d I_u}{d V_i} = \frac{S_e R_1}{R_1 + R_2 + (1+\eta) R_u + \beta S_e [R_b(R_1 + R_2 + R_u) + R_1 R_2]}.$$

Infine, la conduttanza differenziale di entrata G_i dei voltmetri così costituiti è data dalla:

[22] $$G_i = \frac{d I_g}{d V_i} = \frac{d V_{ge}}{d V_i} G_{ge},$$

ove i valori di G_{ge} e dV_{ge}/dV_i si deducono in base alla [11] ed alle formule sviluppate nell'appendice III. Però, nella maggior parte dei casi, oltre alla [12] è anche soddisfatta la:

[23] $$\frac{d V_{ge}}{d V_i} \cong 1,$$

per cui il valore di G_i si identifica con quello di G_{ge} dato dalla [13].

6. - Stabilità rispetto alle variazioni della tensione di alimentazione anodica. Organi di regolazione.

Se è soddisfatta la relazione:

$$\frac{R_2}{S_e R_1} = \frac{R_3 + R_4}{\mu} + R_4 \,, \qquad [24]$$

il coefficiente β che compare nella prima delle [19] si annulla; in conseguenza la tensione V_v e la corrente I_u dello strumento indicatore diventano indipendenti dalla tensione di alimentazione anodica V_b. In questo caso, per ottenere l'equilibrio del ponte, occorre applicare all'entrata una certa tensione di polarizzazione V_{i0}, la cui espressione si ricava dalla prima delle [19] ponendo in essa $\beta = 0$, $V_v = 0$ e $V_i = V_{i0}$:

$$V_{i0} = V_R = V_E + R_f I_f \left(1 + \frac{1}{\mu}\right). \qquad [25]$$

Come si è già detto, la tensione V_E è variabile nel tempo in relazione con le variazioni del potenziale di contatto e dell'emissione; la V_{i0}, che agisce in serie col circuito di misura, deve quindi essere regolabile, ad esempio per mezzo di un potenziometro, in modo da poter compensare di volta in volta le suddette variazioni.

Il problema della neutralizzazione delle variazioni delle tensioni di alimentazione è così ricondotto a quello di disporre in serie col circuito di entrata una certa tensione regolabile V_{i0}, il cui grado di stabilità deve essere alquanto superiore a quello della V_E, se si vuole ottenere la sensibilità massima compatibile col triodo usato. Poichè, per i normali tubi riceventi, V_{i0} non supera in genere il valore di qualche volt ed agisce nel circuito di griglia in cui l'assorbimento di corrente è praticamente nullo, essa può essere fornita da una piccola batteria, con relativo potenziometro di regolazione, la cui tensione può essere mantenuta costante molto più facilmente che non quella delle batterie anodica e di filamento, le quali erogano correnti notevolmente maggiori.

In pratica la [24] non è mai esattamente verificata, a causa delle piccole variazioni di S_e e di μ; si deve quindi ammettere fra i due membri di tale equazione un certo scarto relativo ε_b, così che l'espressione corretta risulta:

$$\frac{R_2}{S_e R_1}(1 + \varepsilon_b) = \frac{R_3 + R_4}{\mu} + R_4 \,;$$

da questa, sostituendo nella prima delle [18] e tenendo conto della [20], si ottiene:

$$\beta = \varepsilon_b \frac{I_{a0}}{S_e V_b} \simeq \varepsilon_b \frac{I_{a0} R_k}{V_b} \,. \qquad [26]$$

Se invece non si vuole introdurre la tensione ausiliaria V_{i0}, occorre rinunciare alla neutralizzazione delle variazioni di almeno una delle tensioni di alimentazione ed in particolare della V_b; imponendo la condizione che per $V_i = 0$ si abbia pure $V_v = 0$, si ottiene infatti dalla prima delle [19]:

[27] $$\beta = \frac{V_R}{V_b}\,.$$

Affinchè tale relazione sussista nonostante le lente variazioni di V_R, è necessario un dispositivo che permetta la regolazione del valore di β. Il sistema più adatto a tale scopo consiste nell'introdurre un potenziometro i cui lati facciano parte delle resistenze R_3 ed R_4, ed alla cui presa centrale sia collegato il ritorno del circuito di entrata (punto P delle figure 4 e 5). Si può così riportare a zero l'indice dello strumento indicatore, variando di volta in volta la tensione di griglia del triodo, senza modificarne la corrente anodica di riposo, come risulta dalla [20] tenendo conto del fatto che, col sistema potenziometrico descritto, la somma $R_b + R_4$ rimane costante. La transconduttanza totale del complesso varia con la posizione del potenziometro R_3, R_4; però le condizioni affinchè tali variazioni siano mantenute in limiti accettabili, sono in genere sempre facilmente verificate (si veda l'appendice IV).

In conclusione, si deduce che con gli schemi delle figure 4 e 5 è possibile attuare due distinti tipi di voltmetri, secondo il grado di stabilità richiesto rispetto alle variazioni della tensione di alimentazione anodica V_b. Il tipo ad elevata stabilità richiede la tensione ausiliaria V_{i0}, regolabile mediante un potenziometro adatto, alimentato da una piccola batteria con tensione molto costante, mentre nel tipo a minore stabilità la regolazione di zero è ottenuta mediante il potenziometro R_3, R_4 e non è necessaria alcuna tensione ausiliaria.

Nei due casi, si può calcolare l'effetto di una variazione relativa $\theta_b = \Delta V_b / V_b$ della tensione di alimentazione anodica, riferendosi alla variazione della tensione di entrata $(\Delta V_i)_b$ che produce la stessa deviazione dello strumento indicatore; in base alla prima delle [19] e tenendo conto delle [26] e [27], si ottiene rispettivamente:

[28] $$(\Delta V_i)_b = \theta_b\, \beta\, V_b \cong \begin{cases} \theta_b\, \varepsilon_b\, I_{a0}\, R_k\,, & \text{per il voltmetro a stabilità elevata.} \\ \theta_b\, V_R\,, & \text{per l'altro tipo di voltmetro.} \end{cases}$$

Tale variazione deve stare nei limiti degli errori di misura ammissibili. Si deduce inoltre da queste espressioni che, affinchè la prima disposizione presenti effettivamente un vantaggio rispetto alla seconda, occorre sia soddisfatta la condizione:

[29] $$\varepsilon_b\, I_{a0}\, R_k \ll V_R\,.$$

Nella maggior parte dei casi la transconduttanza totale dei voltmetri descritti è data dalla formula approssimata (appendice IV):

[30] $$S_t \cong \frac{S_e R_1}{R_1 + R_2 + (1 + \eta) R_u} .$$

Infine, nell'appendice V, sono sviluppate alcune formule che permettono, nei due casi, il calcolo delle resistenze R_3, R_4 e del potenziometro relativo.

7. - Errori dovuti alla non linearità delle caratteristiche.

Gli errori che si commettono considerando lineare la curva che rappresenta la corrente di uscita I_u in funzione della tensione di entrata V_i dipendono dalle variazioni della transconduttanza S e del coefficiente di amplificazione μ, ma poichè questo secondo effetto è in genere trascurabile, si consideri senz'altro μ come costante. In tal caso la relazione fra la tensione in misura e la corrente dello strumento indicatore è data da:

$$V_i - V_{i_0} = \int_0^{I_u} \frac{d I_u}{S_t} ,$$

ove S_t si calcola mediante le formule già viste, in base ai valori di S che si ricavano da una caratteristica $I_a (V_g)$ del triodo in corrispondenza di ogni valore della I_a; questa, d'altra parte, dipende da I_u (appendice III) secondo la:

[31] $$\frac{d I_a}{d I_u} = \gamma \frac{R_1 + R_2 + R_u}{R_1} ,$$

ove si è posto:

[32] $$\gamma = \frac{R_2 \dfrac{R_1 + R_u}{R_1 + R_2 + R_u} + R_3 + R_4 + R_b}{R_2 + R_3 + R_4 + R_b \dfrac{R_1 + R_2}{R_1}} .$$

Se invece nelle stesse formule si introduce un valore costante $S = S_m$ scelto opportunamente, si ottengono per S_t e V_i valori approssimati che si indicano con S'_t e V'_i; in conseguenza l'errore nella valutazione della tensione di entrata risulta:

$$(\Delta V_i)_c = V'_i - V_i = \int_0^{I_u} \left(\frac{1}{S'_t} - \frac{1}{S_t} \right) d I_u .$$

D'altra parte, tenendo conto delle [18], [21] e [31] si ottiene:

$$\frac{1}{S'_t} - \frac{1}{S_t} = \gamma \frac{R_1 + R_2 + R_u}{R_1} \left(\frac{1}{S_n} - \frac{1}{S} \right) = \frac{d I_a}{d I_u} \left(\frac{1}{S_n} - \frac{1}{S} \right),$$

e sostituendo nella precedente:

$$[33] \qquad (\Delta V_i)_c = \int_{I_{a0}}^{I_a} \left(\frac{1}{S_n} - \frac{1}{S} \right) d I_a = \frac{I_a - I_{a0}}{S_n} + V_{g0} - V_{g1},$$

ove V_{g1} è la tensione di griglia corrispondente alla corrente anodica I_a nella caratteristica del triodo ottenuta con tensione anodica costante ed uguale a V_{a0}.

La [33] si presta ad una interpretazione grafica immediata: si consideri il diagramma della $I_a = f(V_g)$ per $V_a = V_{a0}$ in coordinate cartesiane ortogonali (fig. 6), e sia P il punto corrispondente ad $I_a = I_{a0}$; la retta r passante per P, di rapporto incrementale S_n, rappresenta la caratteristica lineare che si ottiene ammettendo S costante ed uguale a S_n. Ad una data I_a corrispondono allora due valori della tensione di griglia, V_{g1} in base al diagramma effettivo e V_{g2} in base a quello lineare. Poichè si ha evidentemente:

$$\frac{I_a - I_{a0}}{S_n} = V_{g2} - V_{g0},$$

sostituendo nella [33] ne segue:

$$[34] \qquad (\Delta V_i)_c = V_{g2} - V_{g1}.$$

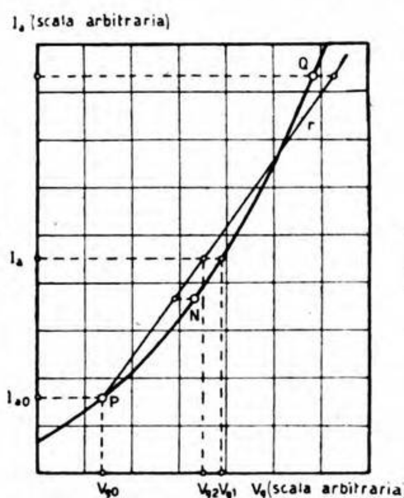


Fig. 6. — Determinazione degli errori dovuti alla curvatura della caratteristica.

La scelta del valore più opportuno per S_n dipende dal tipo di voltmetro considerato. Nel caso di uno strumento indicatore a portata unica, è opportuno rendere minimo l'errore assoluto che si commette nel suo campo di misura e ciò si ottiene quando, indicando con N il punto della caratteristica per cui è $S = S_n$ (fig. 6), l'errore in corrispondenza di N è opposto a quello in corrispondenza di Q, punto estremo del campo di utilizzazione; esso risulta anche il massimo (in valore assoluto). Se invece si fa uso di un riduttore di sensibilità a più portate collegato allo strumento indicatore, conviene scegliere S_n uguale ad S_0, cioè pari alla transconduttanza del triodo in corrispondenza alla posizione di equilibrio

del ponte; questa è, di regola, la disposizione più opportuna per i voltmetri ad elevata sensibilità nei quali, d'altra parte, riesce spesso malagevole la costruzione grafica della figura 6, a causa della estensione troppo limitata del tratto interessato della caratteristica; tuttavia è proprio questo il caso in cui tale tratto può essere considerato, con buona approssimazione, come un arco di parabola, per la cui definizione basta conoscere i valori della transconduttanza S e della sua derivata rispetto ad I_a nel punto P della caratteristica, indicati rispettivamente con S_0 e $[dS/dI_a]_0$. Indicando allora con ε_c l'errore relativo di misura (si veda l'appendice VI), si ottiene la formula approssimata:

$$[35] \qquad \varepsilon_c = \frac{(\Delta V_i)_c}{V_i - V_{i_0}} \cong \frac{V_i - V_{i_0}}{2\, S_0^2\, R_k^2} \left[\frac{d\,S}{d\,I_a}\right]_0 ,$$

da cui si ricava la massima estensione del campo di misura ammissibile senza commettere errori relativi maggiori di un certo ε_c prefissato:

$$[36] \qquad |V_i - V_{i_0}| \leqslant 2\,\varepsilon_c \frac{S_0^2 R_k^2}{\left[\dfrac{d\,S}{d\,I_a}\right]_0} .$$

8. - Esempio di applicazione.

Si dà ora un esempio numerico di voltmetro ad alta sensibilità progettato in base ai criteri ed alle formule esposte, di cui può essere considerato come una applicazione caratteristica.

Si tratta di un apparecchio usato per lo studio della corrente di conduzione dei materiali isolanti in cui, mediante il voltmetro a tubo elettronico, si misura la caduta di tensione ai capi di una resistenza di valore elevato ($10^9\ \Omega$) attraversata dalla corrente in esame. Volendo attuare un dispositivo sensibile a correnti dell'ordine di 10^{-13} A, si richiedono pertanto i seguenti requisiti:

minima tensione apprezzabile: $\Delta V_i \cong 10^{-4}$ V;
massima conduttanza differenziale di entrata: $G_i \cong 10^{-11}$ A/V.

Il voltmetro utilizza un triodo RE 034 secondo un circuito del tipo di figura 4; data l'elevata sensibilità, è prevista, pur con l'alimentazione a batterie di accumulatori, la neutralizzazione delle piccole variazioni delle tensioni di filamento ed anodica; si ha quindi nel circuito di griglia la tensione ausiliaria V_{i_0}.

I dati relativi al tubo nel punto di funzionamento prescelto sono i seguenti:

$$I_f = 60\ \text{mA}, \quad I_{a_0} = 30\ \mu\text{A}, \quad V_{a_0} = 56\ \text{V}, \quad S_0 = 94\ \mu\text{A/V},$$
$$V_{g_0} = -1{,}0\ \text{V}, \quad \mu = 30, \quad V_E = 0{,}55\ \text{V},$$

ed i valori delle varie resistenze:

$$R_1 = 40\ \text{k}\Omega\ ,\ R_2 = 2\ \text{k}\Omega\ ,\ R_u = 1{,}3\ \text{k}\Omega\ ,\ R_f = 25\ \Omega\ ,$$
$$R_k = 110\ \text{k}\Omega\ ,\ R_3 = 97{,}9\ \text{k}\Omega,\ R_4 = 3{,}44\ \text{k}\Omega\ .$$

In conseguenza si ottiene:

$$S_e = 8{,}12\ \mu\text{A/V}\ ,\ S_t = 7{,}5\ \mu\text{A/V}\ ,\ V_{i_0} \cong 2{,}1\ \text{V}\ ,$$

e, notando che con l'uso di una batteria di accumulatori la resistenza R_b risulta trascurabile, si ha inoltre:

$$V_b = 62\ \text{V}.$$

Lo strumento indicatore deve essere sensibile a correnti dell'ordine di $7{,}5 \cdot 10^{-10}$ A; si è quindi scelto un galvanometro a specchio, con riduttore di sensibilità a più portate. Il potenziometro atto a fornire la tensione V_{i_0} ha una resistenza totale di $10^4\ \Omega$ ed è alimentato da una batteria di accumulatori a 4 V.

Nelle figure 7 ed 8 sono riportati rispettivamente i diagrammi di $\log_{10} I_a$ (I_a misurata in microampere) e della I_g, entrambi in funzione della V_g, ricavati sperimentalmente dal tubo RE 034 con tensione anodica $V_{a0} = 56$ V; da essi risulta che, nelle condizioni attuate, il termine esponenziale della corrente di griglia è senz'altro trascurabile e il fattore di vuoto ξ è inferiore a 10^{-6}. Trascurando le conduttanze di dispersione ed osservando che le [6], [12] e [23] sono soddisfatte, si ottiene allora

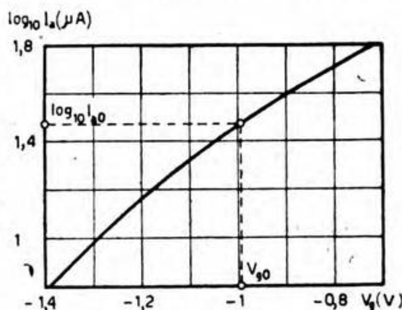


Fig. 7. — Caratteristica di un tubo RE 034 ($V_a = 56$ V).

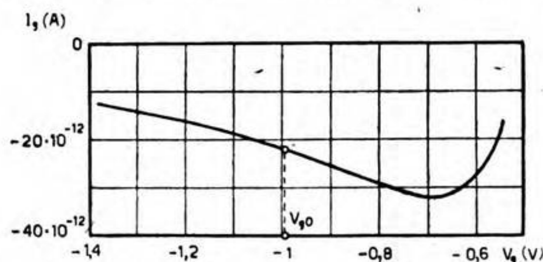


Fig. 8. — Caratteristica di griglia di un tubo Re 034 ($V_a = 56$ V).

$$G_i < 10^{-11}\ \text{A/V}\ ,$$

come richiesto.

I disturbi dovuti alle variazioni delle tensioni di alimentazione rientrano in limiti accettabili; ammessi i seguenti valori:

$$|\varepsilon_f| \cong 2 \cdot 10^{-2}, \; |\varepsilon_b| \cong 10^{-2}, \; |\theta_f| \cong 10^{-3}, \; |\theta_b| \cong 10^{-3},$$

si ottiene infatti:

$$(\Delta V_i)_f \cong \pm 3 \cdot 10^{-5}\,\mathrm{V} \quad , \quad (\Delta V_i)_b \cong \pm 3 \cdot 10^{-5}\,\mathrm{V} .$$

D'altra parte, per quanto riguarda gli errori dovuti alla curvatura della caratteristica, dallo stesso diagramma della figura 7 si ricava:

$$\left[\frac{d\,S}{d\,I_a}\right]_0 \cong 2\,\mathrm{V}^{-1} ,$$

e quindi, ammesso un errore relativo massimo $|\varepsilon_c| \cong 10^{-2}$, l'estensione del campo di misura risulta limitata dalla:

$$|V_i - V_{i0}| < 1\,\mathrm{V} .$$

Occorre infine considerare l'instabilità della posizione di zero dovuta, come si è detto, alle lente variazioni della tensione V_E che, in questo caso, risultano molto evidenti. Nel diagramma della figura 9 si è riportata la curva sperimentale che rappresenta, in funzione del tempo t trascorso dal momento dell' inserzione dell' apparecchio, la variazione apparente $(\Delta V_i)_t$ della tensione di entrata corrispondente alla deviazione dell'indice del galvanometro. Nella curva si nota un primo tratto a carattere esponenziale, che si estingue dopo circa 30 minuti dall'inserzione ed è dovuto probabilmente a fenomeni termici interni del triodo, mentre il secondo tratto ad andamento lineare, con pendenza di circa $0{,}12 \cdot 10^{-4}$ V/min, è verosimilmente causato da una lenta variazione del potenziale di contatto.

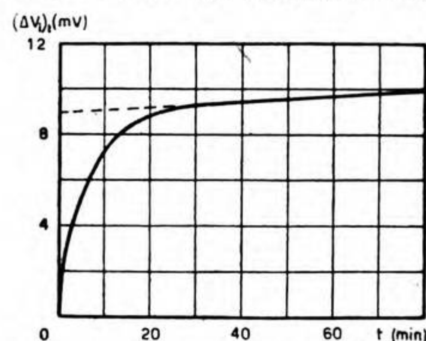


Fig. 9. —Variazione apparente della tensione di entrata corrispondente allo spostamento dello zero, in funzione del tempo di inserzione dell'apparecchio.

Trascorso il suddetto periodo iniziale, si possono quindi comodamente eseguire misure di qualche minuto senza incorrere in errori superiori a 10^{-4} V, come è richiesto nella particolare applicazione.

Torino - Laboratorio Sperimentale della I. N. C. E. T.

APPENDICE I.

Nei tubi a riscaldamento diretto con corrente continua, la neutralizzazione delle variazioni della tensione di filamento si ottiene facendo passare la corrente di filamento I_f attraverso la resistenza R_f (fig. 10), in modo che ad un aumento di I_f corrisponda un aumento della tensione negativa di griglia (6).

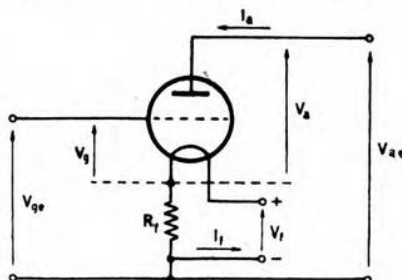


Fig. 10. — Neutralizzazione delle variazioni della tensione di filamento.

Trascurando la I_a rispetto alla I_f, si hanno in tal modo le relazioni:

[A 1]
$$\begin{cases} V_g = V_{ge} - I_f R_f , \\ V_a = V_{ae} - I_f R_f , \end{cases}$$

ove si sono indicate con V_{ge} e V_{ae} le tensioni di griglia ed anodica del triodo equivalente al sistema della figura 10, mentre la caratteristica del tubo è in genere rappresentata da una equazione del tipo:

$$I_a = \psi (V_g , V_a , I_f) .$$

Derivando questa rispetto ad I_f e tenendo conto delle [A 1] si ottiene:

[A 2]
$$\frac{d I_a}{d I_f} = \zeta - S R_f \frac{1 + \mu}{\mu} ,$$

ove si è posto:

[A 3]
$$\zeta = \frac{\partial I_a}{\partial I_f} .$$

Eguagliando a zero la [A 2] si ottiene:

[A 4]
$$R_f = \frac{\mu}{1 + \mu} \cdot \frac{\zeta}{S} ,$$

ed in tal caso I_a risulta indipendente da I_f (almeno per variazioni abbastanza piccole di questa intorno al suo valore normale). In pratica però la [A 4] non è mai esattamente verificata, a causa delle piccole inevitabili variazioni dei valori di ζ, S e μ; si deve quindi ammettere, fra il valore effettivo della R_f e quello teorico definito dalla [A 4], un certo scarto relativo ε_f:

[A 5]
$$R_f = (1 + \varepsilon_f) \frac{\mu}{1 + \mu} \cdot \frac{\zeta}{S} .$$

(6) Loc. cit. nota (1).

Ad una variazione relativa $\theta_f = \Delta I_f / I_f$ della corrente di filamento, corrisponde allora una variazione della corrente anodica che, in base alla [A 2], risulta:

$$\Delta I_a = \Delta I_f \left(\zeta - S R_f \frac{1 + \mu}{\mu} \right) = - \varepsilon_f \, \theta_f \, \zeta \, I_f \, ,$$

e può essere equilibrata introducendo in serie col circuito di griglia una sorgente di f.e.m. di tensione:

$$\text{[A 6]} \qquad (\Delta V_i)_f = - \frac{\Delta I_a}{S} = \varepsilon_f \, \theta_f \, \frac{\zeta}{S} I_f \cong \varepsilon_f \, \theta_f \, R_f \, I_f \, ,$$

che rappresenta (in valore assoluto) l'errore di misura dovuto alle variazioni della I_f. Esso non cambia, anche se il complesso della figura 10 fa parte di schemi più complicati, purchè la tensione in misura sia inserita in serie col circuito di griglia, come accade per i casi trattati nel testo. Uno di essi è rappresentato nella figura 3 e risulta dall'unione degli schemi delle figure 2 e 10.

APPENDICE II.

Dagli schemi delle figure 4 e 5, con le notazioni segnate, si deducono le seguenti equazioni:

$$\text{[A 7]} \quad \begin{cases} V_u = (I_a - I_u) R_1 - \left(I_u + \dfrac{V_{ae} + V_u}{R_3 + R_4} \right) R_2 \, , \\ V_{ae} = V_b - \left(I_a + \dfrac{V_{ae} + V_u}{R_3 + R_4} \right) R_b - (I_a - I_u) R_1 \, , \\ V_{ge} = V_i + (V_{ae} + V_u) \dfrac{R_4}{R_3 + R_4} - \lambda V_u \, , \end{cases}$$

ove λ è un coefficiente numerico uguale a zero nel caso della figura 4 ed uguale ad uno nel caso della figura 5. Insieme con la [15], esse formano un sistema da cui eliminando V_{ae}, V_{ge} ed I_a si ricava la relazione fra V_u, I_u, V_i e V_b.

Dalla seconda delle [A 7] si ottiene:

$$\frac{V_{ae}}{R_3 + R_4} = \frac{V_b - I_a (R_b + R_1) + I_u R_1 - V_u \dfrac{R_b}{R_3 + R_4}}{R_b + R_3 + R_4} \, ,$$

e sostituendo nella terza:

$$V_{ge} = V_i + V_u \left(\frac{R_4}{R_b + R_3 + R_4} - \lambda \right) + R_4 \frac{V_b - I_a (R_b + R_1) + I_u R_1}{R_b + R_3 + R_4} \, .$$

Introducendo questi valori nella prima delle [A 7] e nella [15] si consegue:

$$\text{[A 8]} \quad \begin{cases} V_u\left(1+\dfrac{R_2}{R_t}\right)=I_a\left(R_1+R_2\dfrac{R_b+R_1}{R_t}\right)- \\ \qquad -I_u\left(R_1+R_2+\dfrac{R_1 R_2}{R_t}\right)-V_b\dfrac{R_2}{R_t}, \\ I_a\left[1+\alpha S_e(R_b+R_1)\right]=S_e\Big[V_i-V_R+\alpha(V_b+I_u R_1)+ \\ \qquad +V_u\left(\alpha-\dfrac{1}{\mu}-\lambda\right)\Big], \end{cases}$$

ove si è posto:

$$\text{[A 9]} \qquad R_t=R_b+R_3+R_4 \quad , \quad \alpha=\frac{R_4+\dfrac{R_3+R_4}{\mu}}{R_t}.$$

Eliminando I_a nel sistema formato dalle [A 8] si deduce:

$$\text{[A 10]} \qquad V_u\left[1+S_e R_q\left(\frac{1}{\mu}+\lambda-\beta\right)\right]=S_e R_q(V_i-V_R+\beta V_b)- \\ -I_u(R_1+R_2)\left(1-\beta\frac{S_e R_1 R_q}{R_1+R_2}\right),$$

ove si è posto:

$$\text{[A 11]} \qquad R_q=\frac{R_1+R_2\dfrac{R_q+R_1}{R_t}}{1+\alpha S_e(R_b+R_1)} \quad , \quad \beta=\alpha-\frac{R_2}{S_e R_t R_q}.$$

D'altra parte, eliminando α fra queste due equazioni, si ha:

$$R_q=\frac{R_1}{1+\beta S_e(R_b+R_1)},$$

e sostituendo nella [A 10]:

$$\text{[A 12]} \qquad V_u=\frac{S_e R_1}{1+\eta+\beta S_e R_b}(V_i-V_R+\beta V_b)- \\ -I_u(R_1+R_2)\frac{1+\beta S_e\left(R_b+\dfrac{R_1 R_2}{R_1+R_2}\right)}{1+\eta+\beta S_e R_b},$$

ove il valore di η è dato dalla seconda delle [18].

Confrontando la [A 12] con la prima delle [17] seguono le [19], mentre eliminando R_q nel sistema [A 11] si ottiene:

$$\beta = \frac{\alpha R_t - \dfrac{R_2}{S_e R_1}}{R_t + R_2 \dfrac{R_b + R_1}{R_1}},$$

formula che, tenendo conto delle [A 9], risulta coincidente con la prima delle [18].

Infine, posto $I_u = 0$ e $V_u = 0$ nella prima delle [A 8], si ricava il valore della corrente anodica di riposo:

[A 13] $$I_{a_0} = \frac{R_2 V_b}{R_1 R_t + R_2 (R_b + R_1)},$$

che coincide con quello dato dalla [20].

APPENDICE III.

Dalla prima delle [A 8], ricordando che è $V_u = R_u I_u$ e derivando rispetto ad I_u, si ottiene:

[A 14] $$\frac{d I_a}{d I_u} = \gamma \frac{R_1 + R_2 + R_u}{R_1},$$

ove si è posto:

[A 15] $$\gamma = \frac{R_t + R_2 \dfrac{R_1 + R_u}{R_1 + R_2 + R_u}}{R_t + R_2 \dfrac{R_b + R_1}{R_1}}.$$

Derivando rispetto a V_i la seconda delle [A 7], si deduce:

[A 16] $$\frac{d V_{ae}}{d V_i} = - S_t \left[R_u + \frac{(R_3 + R_4)\left(R_2 + R_b \dfrac{R_1 + R_2 + R_u}{R_1}\right)}{R_t + R_2 \dfrac{R_b + R_1}{R_1}} \right],$$

e derivando la [15], sempre rispetto a V_i:

[A 17] $$\frac{d V_{ge}}{d V_i} = \frac{S_t}{S_e} \frac{d I_a}{d I_u} - \frac{1}{\mu} \frac{d V_{ae}}{d V_i}.$$

In base a queste formule si ricava facilmente il valore di $d V_{ae}/d V_{ge}$ da introdurre nella [11].

APPENDICE IV.

Le variazioni della transconduttanza S_t in funzione della posizione del potenziometro R_3, R_4, e quindi in funzione delle variazioni di β, si determinano partendo dalla [21]:

$$\frac{\Delta S_t}{S_t} \simeq -\frac{\Delta\beta}{\beta}\,\beta\, S_t\left(R_2 + R_b\,\frac{R_1 + R_2 + R_u}{R_1}\right).$$

Tenendo conto del fatto che il valore di $|\Delta\beta/\beta|$ non supera in genere l'unità, si deduce che, affinchè le variazioni di S_t siano mantenute in limiti accettabili, deve essere soddisfatta la condizione:

$$\beta\, S_t\left(R_2 + R_b\,\frac{R_1 + R_2 + R_u}{R_1}\right) \ll 1,$$

da cui, tenendo presente la [21], segue la:

$$\text{[A 18]}\qquad \beta\, S_e\,\frac{R_1 R_2 + R_b\,(R_1 + R_2 + R_u)}{R_1 + R_2 + (1+\eta)\,R_u} \ll 1,$$

a maggior ragione soddisfatta se vale la:

$$\text{[A 19]}\qquad \beta\,\frac{R_2 + R_b}{R_k} \ll 1.$$

Si osservi infine che la condizione [A 18], necessaria nel secondo tipo di voltmetro affinchè le variazioni della S_t siano trascurabili, è verificata anche nel caso del voltmetro ad elevata stabilità, come si ricava facilmente sostituendo in essa il valore di β dato dalla [26]; dalla [21] si ottiene allora, in entrambi i casi, la formula approssimata:

$$\text{[A 20]}\qquad S_t \simeq \frac{S_e\,R_1}{R_1 + R_2 + (1+\eta)\,R_u}.$$

APPENDICE V.

Ci si occupa ora di alcune relazioni corrispondenti al caso particolare in cui il ponte è equilibrato, cioè valevoli per I_u e V_u uguali a zero. Si indichino in tale ipotesi col pedice o i valori delle varie grandezze già citate e con I_{r0} quello della corrente nei lati R_2 ed R_3, R_4.

Dagli schemi delle figure 4 e 5 si ottengono allora facilmente le relazioni:

$$\text{[A 21]}\qquad \begin{cases} R_2 = R_1\,\dfrac{I_{a0}}{I_{r0}}, \quad R_3 + R_4 = \dfrac{V_{a0} + I_{a0}\,R_k + R_f\,I_f}{I_{r0}}, \\[2ex] R_4 = \dfrac{V_{g0} + I_{a0}\,R_k + R_f\,I_f - V_{i0}}{I_{r0}}, \end{cases}$$

di cui le prime due permettono il calcolo di R_2 e di $R_3 + R_4$, quando siano stabiliti i valori di R_1, R_k, R_f, I_{r0} e le condizioni di funzionamento del tubo. Il valore della resistenza R_4, nel caso dei voltmetri senza tensione ausiliaria di griglia, si ottiene dall'ultima di tali formule ponendo in essa $V_{i_0} = 0$, mentre nell'altro caso si ricava dalla [24].

Nella prima ipotesi occorre anche determinare la variazione di R_4 necessaria per compensare una data variazione della V_R, per il progetto del potenziometro R_3, R_4; tenendo conto del fatto che, in base alla prima delle [A 21], la corrente I_{r0}, come la I_{a0}, non dipende dalla posizione del potenziometro, si ottiene facilmente:

[A 22] $$\Delta R_4 = \frac{\Delta V_R}{I_{r0}} .$$

Merita infine osservare che, affinchè la R_4 risulti positiva, deve essere soddisfatta la:

$$V_{g0} + I_{a0} R_k + R_f I_f > V_{i0} .$$

da cui, per i voltmetri a stabilità elevata, sostituendo a V_{i0} il valore dato dalla [25], si ottiene la condizione:

[A 23] $$I_{a0} R_k > V_E - V_{g0} + \frac{I_f R_f}{\mu} ,$$

mentre per i voltmetri senza tensione ausiliaria di griglia deve essere, ovviamente:

[A 24] $$V_{g0} + I_{a0} R_k + R_f I_f > 0 .$$

APPENDICE VI.

Il tratto interessato della caratteristica $I_a (V_g)$ può essere considerato come un arco di parabola di equazione:

[A 25] $$x_1 = \frac{y}{S_0} \left(1 - \frac{y}{I_N} \right) ,$$

ove si è posto:

$$x_1 = V_{g1} - V_{g0} \quad , \quad y = I_a - I_{a0} ,$$

ed I_N è una costante opportuna. Indicando allora con $[dS/dI_a]_0$ il valore di dS/dI_a nel punto P della caratteristica (fig. 6), si deduce:

$$S = \frac{dy}{dx_1} = \frac{S_0}{1 - \frac{2y}{I_N}} \quad , \quad \left[\frac{dS}{dI_a} \right]_0 = \frac{2 S_0}{I_N} , \quad I_N = \frac{2 S_0}{\left[\frac{dS}{dI_a} \right]_0} .$$

D'altra parte, posto:

$$x_2 = V_{g2} - V_{g0} ,$$

l'equazione della retta r è data dalla:

[A 26] $$x_2 = \frac{y}{S_0} ,$$

e sostituendo nella [34] i valori dati dalle [A 25] ed [A 26] si consegue:

$$(\Delta V_i)_c = x_2 - x_1 = \frac{y^2}{S_0 I_N} .$$

Indicando con ε_c l'errore relativo di misura e tenendo conto delle [7] e [23], si ottiene infine:

[A 27] $$\varepsilon_c = \frac{(\Delta V_i)_c}{V_i - V_{i0}} = \frac{(I_a - I_{a0})^2}{S_0 I_N (V_i - V_{i0})} \cong$$

$$\cong \frac{V_i - V_{i0}}{S_0 I_N} S_e^2 \left(\frac{d V_{ge}}{d V_i}\right)^2 \cong \frac{V_i - V_{i0}}{2 S_0^2 R_k^2} \left[\frac{d S}{d I_a}\right]_0 ,$$

formula che coincide con la [35].

RECENSIONI

MATERIALI.

K. POTTHOFF e R. MUELLER — **Perdite dielettriche di fili laccati.** (E. T. Z., 23 settembre 1943, LXIV, 37-38, pag. 503-507, con 18 fig.).

Viene descritto un metodo semplice, diverso da quello delle Norme tedesche (D.I.N.), per la misura dell'angolo di perdita dell'isolamento dei fili laccati, in funzione della tensione applicata, della frequenza, della temperatura e dell'umidità.

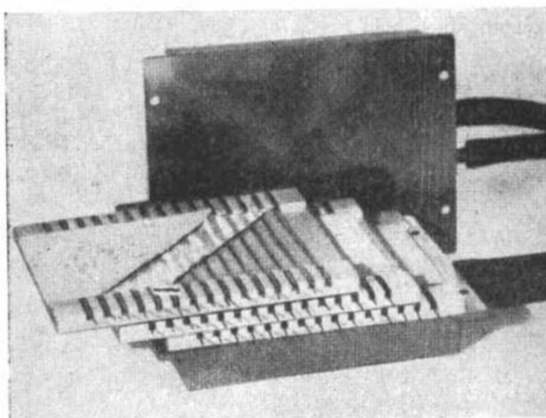


Fig. 1. — Supporto per le misure su 45 provini a temperature comprese tra 20 e 80°C.

Il procedimento consiste nel coprire un pezzo di filo laccato con grafite colloidale per una lunghezza di 10 cm, mettendo a nudo le due estremità e collocando 15 pezzi così preparati su una piastra di alluminio munita di scanalature (fig. 1). Si possono sovrapporre diverse piastre e collegare poi insieme tutti gli estremi dei fili, che costituiscono quindi

con le piastre stesse le due armature di un condensatore nel quale il dielettrico è rappresentato dalla copertura isolante. Si fa in tal modo una naturale economia di filo rispetto al procedimento D.I.N. per il quale ne occorrono parecchie decine di metri. I supporti di alluminio possono essere riscaldati per mezzo di piastre con circolazione di acqua calda, introducendo poi tutto in una scatola di alluminio; il regime si consegue in un tempo assai breve. La misura viene fatta con un ponte di Schering munito di terra di Wagner. I valori, che si ottengono, si riproducono con piccoli scarti. Nelle prove in ambiente umido sono sufficienti 24 ore di permanenza per raggiungere il regime.

I risultati sono raccolti in numerosi diagrammi, la maggior parte in funzione della temperatura, variabile da 20 a 80°C, per diversi tipi di laccatura e per diverse condizionature dello stesso tipo. Se ne deduce che, a parità di altre condizioni, dall'andamento della curva si può

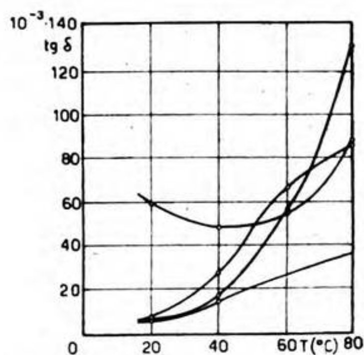


Fig. 2. — Variazione dell'angolo di perdita in funzione della temperatura in tipi diversi di fili laccati.

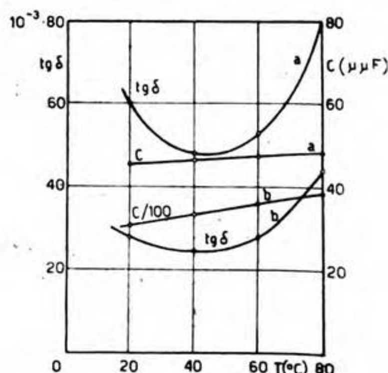


Fig. 3. — Confronto tra misure eseguite sullo stesso tipo di isolante (resina artificiale) col metodo descritto (curve *a*) e col metodo delle Norme D.I.N. E 46 453 (curve *b*).

distinguere il tipo di laccatura (fig. 2); la variazione della tensione applicata da 50 a 200 V non ha influenza; la variazione di frequenza da 800 a 2400 Hz ha effetti sensibili e caratteristici. Alcuni diagrammi in funzione dell'umidità dimostrano le differenze caratteristiche fra i vari tipi e l'influenza che essa esercita su alcune qualità di resine sintetiche (1). Il confronto eseguito fra questo metodo e quello delle Norme D.I.N. dimostra che l'andamento [illegible] curve è lo stesso, ma i valori assoluti sono notevolmente diversi (fig. 3).

C. C.

(1) Bisogna, a questo proposito, notare ch[illegible] il metodo proposto non fa uso di dispositivi di guardia *(n. d. r.)*.

W. Hetzel — **Misura delle caratteristiche elettriche di fili laccati.** (E. T. Z., 7 ottobre 1943, LXIV, 39-40, pag. 529-532, con 8 fig.).

Si espongono e si descrivono i procedimenti e gli apparecchi necessari per eseguire le prove prescritte dalle Norme D.I.N. E 46 453 sui fili laccati.

1) *Prove riguardanti il numero dei difetti d'isolamento per unità di lunghezza.* — L'apparecchio usato consiste in un sistema di rulli, uno dei quali serve a misurare la lunghezza del filo e un altro a far passare

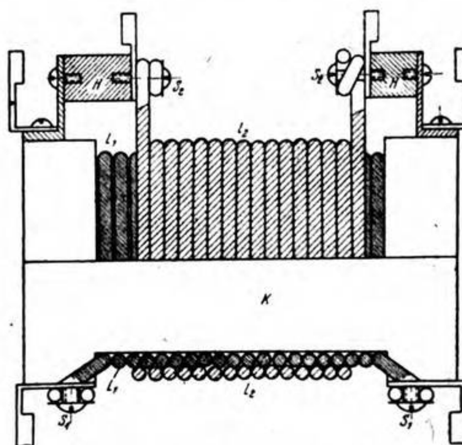


Fig. 1. — Supporto isolante con avvolgimento per la misura delle perdite dielettriche e della resistenza d'isolamento: *K*, sostegno isolante (ceramica); L_1, spirale interna; L_2, spirale esterna; S_1, S_2, viti di fissamento.

il filo isolato in una soluzione di cloruro di sodio al 0,5%. La tensione di prova di 110 V è applicata fra l'anima conduttrice e la soluzione, attraverso un circuito contenente l'avvolgimento di eccitazione di un relè che scatta ad ogni passaggio di corrente. Si esaminano in particolare la *sensibilità*, che di solito è intorno a $10^4\ \Omega$, e il *potere di separazione* dei difetti che, con velocità di svolgimento di 20 cm/s, può arrivare a circa 15 cm fra un difetto e il successivo.

2) *Prova di perforazione.* — Si esegue facendo svolgere il filo sopra un tamburo metallico e applicando la tensione alternata a 50 Hz fra l'anima conduttrice e il tamburo, partendo da 100 V e aumentandola gradualmente di 100 V al secondo. Ogni prova corrisponde a una lunghezza di filo eguale alla circonferenza del tamburo. Le prove possono essere eseguite anche in termostato.

3) *Misura dell'angolo di perdita e della resistenza di isolamento.* — Si avvolgono sopra un tamburo isolante (ceramica) due spirali del filo laccato in prova, ben strette una sull'altra, e si collegano i quattro estremi a quattro morsetti (fig. 1). La misura di tg δ viene eseguita a 800 Hz con un ponte di Schering modificato e con opportune precauzioni. La misura di isolamento si eseguisce nel solito modo, preferibilmente con un dispositivo galvanometrico a tubo elettronico per evitare gli inconvenienti dovuti ad improvvisi corti circuiti. *C. C.*

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

J. Kaufmann — **Dispositivi correttori d'impulsi per il traffico telefonico interurbano automatico.** (Bull. techn. T. T. Suisses, aprile 1943, XXI, 2, pag. 52-60, con 9 fig.).

Nelle reti automatiche interurbane gl'impulsi di selezione non possono giungere direttamente in linea dal disco combinatore, e sono dati da appositi relè, azionati dal disco. Un relè trasmette gl'impulsi senza modificarne la durata, soltanto se il suo tempo di operazione è eguale a quello di rilascio: condizione ideale assai difficile da ottenere, anzi in generale non soddisfatta.

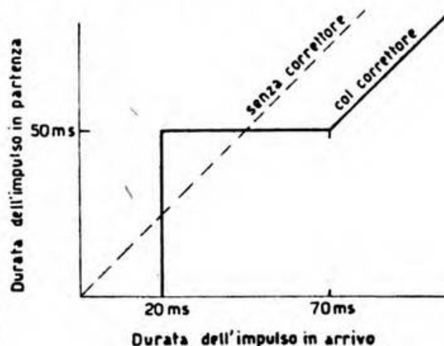


Fig. 1. — Caratteristica di correzione rigida degli impulsi.

Quando si chiude il circuito della linea che alimenta il relè, la corrente cresce gradualmente: il relè opera soltanto quando essa ha raggiunto un certo valore. Così, aperto il circuito, il rilascio avviene quando la corrente sia diminuita sufficientemente. Se il fenomeno si produce per più impulsi consecutivi, i prolungamenti del tempo di rilascio si sommano; la chiusura del circuito diviene sempre più lunga e può giungere a coprire completamente le interruzioni, cioè il relè non rilascia più. In altri termini, la durata degli impulsi si modifica a ciascuna trasmissione.

La corrente per gli impulsi è alternativa a 50 Hz; un impulso, lungo 50 ms, corrisponde a 2,5 periodi. Poichè chiusura e apertura dei contatti avvengono in qualunque punto del periodo, si possono produrre notevoli distorsioni per spostamento di fase. Altri fenomeni hanno per effetto un accorciamento del primo impulso della serie.

Per tutte queste ragioni si utilizzano, sia nelle centrali corrispondenti, sia in quelle intermedie, appositi correttori d'impulsi. Di questi esistono diversi tipi; alcuni effettuano una *correzione rigida*, la cui caratteristica

è mostrata dalla figura 1. Mentre senza il correttore gl'impulsi corti e lunghi sono ritrasmessi senza modificazioni apprezzabili, il correttore porta la durata degli impulsi brevi a 50 ms (impulsi brevissimi, minori di 20 ms, rimangono senza effetto); da un certo punto in poi gl'impulsi in partenza sono più lunghi di quelli in arrivo di una quantità costante.

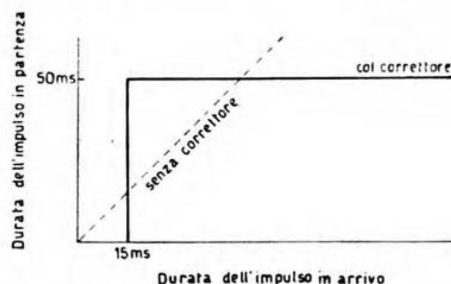


Fig. 2. — Caratteristica di correzione con inversione elastica di impulsi.

Si descrivono quattro circuiti di questo genere, il cui funzionamento si può riassumere così: un relè ricevitore si eccita al pervenire di ogni singolo impulso dalla linea di arrivo e invia il segnale a 50 Hz sulla linea di partenza. Per mezzo di una catena di relè con tempi opportunamente regolati esso si diseccita dopo 50 ms, anche se l'impulso iniziale è stato più breve; se invece questo è più lungo, il relè anzidetto rimane eccitato anche dopo i 50 ms, conforme alla caratteristica presentata.

I correttori con *inversione elastica di impulsi* offrono più ampie possibilità. Come mostra la caratteristica della figura 2, tutti gl'impulsi, qualunque sia la loro durata, sono riportati alla lunghezza di 50 ms (eccetto quelli brevissimi che restano senza effetto). Lo scopo è ottenuto sempre mediante un'opportuna combinazione di relè ausiliari. Anche tre circuiti di questo tipo vengono descritti diffusamente.

N. L. B.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

E. COSTA. — *Guida pratica del radioriparatore.* — III edizione. — U. Hoepli, Milano, 1943. — Un volume di IX-759 pagine, con 506 figure. — Prezzo L. 60.

Questo manuale venne di già segnalato due volte (1) in occasione delle pubblicazioni della prima e della seconda edizione, e poco vi è da aggiungere a quanto fu detto precedentemente. Per questa nuova presentazione si è provveduto a rielaborare e riordinare efficacemente la materia trattata, in modo da conferire al volume un aspetto più organico e completo. Si è dato un maggiore sviluppo ad alcuni capitoli e si sono introdotti opportuni aggiornamenti per tener conto dei contributi apportati in questi ultimi anni nella tecnica delle misure radioelettriche e delle apparecchiature. Il volume si può pertanto prevedere destinato ad incontrare anche nella nuova veste il favorevole interessamento dei lettori cui è destinato. *A. Br.*

***

E. PROKOTT. — *Theoretische Grundlagen und Anwendungen der Modulation in der elektrischen Nachrichtentechnik.* — S. Hirzel, Leipzig, 1943. — Un volume di VIII-204 pagine, con 147 figure. — Prezzo R. M. 14,50 (legato R. M. 16).

La modulazione e la demodulazione, come si osserva nella presentazione del libro, rappresentano un problema essenziale nella tecnica delle comunicazioni elettriche. Soltanto mediante la prima un'oscillazione diventa atta a trasmettere un segnale e soltanto mediante la seconda è possibile, dall'oscillazione ricevuta, ricostruire il segnale trasmesso. È mancata tuttavia finora una sistemazione organica della teoria della conversione di frequenza, alla quale possono notoriamente ridursi in ultima analisi la modulazione e la demodulazione. I problemi inerenti sono stati bensì approfonditi in numerosi lavori, ma questi si trovano sparsi in varie riviste, e non è raro che studiosi della tecnica delle comunicazioni abbiano sull'argomento idee alquanto imprecise, se non addi-

(1) A. F., 1935, IV, p. 354; A. F., 1939, VIII, p. 200.

rittura superficiali od errate. Non deve perciò far meraviglia se, ancora pochi anni or sono, si trovava, ad esempio, posta in dubbio la reale esistenza delle bande laterali, che sembravano essere soltanto il frutto di elucubrazioni astratte. Accade anche abbastanza di frequente che la risoluzione di singoli problemi, pur essendo stata oggetto di pubblicazioni o di brevetti, resti ignorata alla maggior parte di coloro ai quali può interessare praticamente. Per tutti codesti motivi non è fuori luogo affermare che il nuovo libro, presentando in una trattazione unitaria i vari problemi della modulazione, colma una lacuna nella letteratura relativa alle comunicazioni elettriche e alle applicazioni delle alte frequenze.

Il volume è diviso in tre parti, delle quali la prima non è che una brevissima introduzione, e le altre due riguardano rispettivamente i fondamenti teorici e le applicazioni. Della modulazione vengono ricordati i vari tipi, discutendo in particolare la possibilità di stabilire una distinzione esatta fra quella di fase e quella di frequenza, e l'eventualità che le due denominazioni, non molto precise, possano provocare equivoci. In sèguito vengono esposte le caratteristiche di ciascuno dei tipi, calcolando gli spettri di frequenza che ne risultano, e mostrando come si possa dare una rappresentazione vettoriale delle grandezze modulate. Un capitolo, dedicato al confronto fra le diverse modulazioni, porge all'autore l'occasione di insistere ancora sulle relazioni che legano quella di fase e quella di frequenza, e di chiarire tali considerazioni con ulteriori esempi. Sono poi trattati la modulazione ad una sola banda laterale ed i disturbi che si possono introdurre in una trasmissione di segnali durante la modulazione o per effetto di modulazioni non desiderate. Chiudono la parte teorica alcune considerazioni sulla modulazione mediante segnali telegrafici e sui procedimenti ad impulsi.

Le applicazioni vengono classificate, in linea generale, secondo la natura degli organi non lineari adoperati: si ricordano i microfoni a condensatore, funzionanti come modulatori, i modulatori a nuclei di ferro ed infine i vari circuiti utilizzanti tubi elettronici. Fra questi vengono esaminati largamente quelli destinati a comandare potenze notevoli, mentre all'uso dei tubi elettronici per la modulazione di piccole potenze non è forse dedicato tutto lo spazio che l'argomento meriterebbe. In particolare sarebbe desiderabile un più ampio svolgimento per i tubi modulatori a più griglie di comando.

Un capitolo a parte tratta dei modulatori costituiti da raddrizzatori a secco (ad ossido di rame e simili), che vengono considerati quasi soltanto con riferimento all'utilizzazione per la telefonia a frequenze vettrici. Chiudono il volume le applicazioni delle modulazioni di fase e di frequenza.

Lo stadio nel quale si trovava la letteratura relativa all'argomento, quando è stata intrapresa la compilazione del libro, si riflette evidentemente in questo. Da un lato, la necessità di eliminare dubbi ed equivoci diffusi obbliga l'autore a frequenti ripetizioni; da un altro, la mancanza di una preesistente sistemazione organica della materia gli rende assai

difficile il coordinamento logico dei vari temi trattati. Non ne restano tuttavia menomati in modo grave il pregio e l'utilità dell'opera, già messi in rilievo. *G. B. M.*

***

M. J. O. Strutt. — *Verstärker und Empfänger*. — Springer, Berlin, 1943. — Un volume di XIV-384 pagine, con 425 figure. — Prezzo R. M. 33 (legato R. M. 34,80).

Questo volume è il quarto del « Lehrbuch der drahtlosen Nachrichtentechnik » curato da N. von Korshenewsky e W. T. Runge — dei primi due è stata data notizia all'epoca della loro pubblicazione (1) — e tratta degli amplificatori e dei radioricevitori per frequenze sino a 30 MHz. Nei capitoli introduttivi della prima parte, dedicata agli amplificatori, vengono stabiliti definizioni, concetti e metodi generali che si adoperano anche nelle considerazioni relative ai ricevitori, e cioè: amplificazione di corrente e tensione con bipoli e quadripoli passivi; amplificazione di corrente, tensione e potenza con tubi elettronici; teoria geometrica delle distorsioni dovute a curvatura delle caratteristiche di questi; teoria dei rumori di fondo dovuti a fluttuazioni spontanee, sia nei circuiti passivi, sia nei tubi ordinari, nei moltiplicatori elettronici e nelle fotocellule. È pure esposto il metodo di calcolo (mediante l'integrale di Fourier e la sua valutazione col metodo dei residui) dei circuiti sottoposti all'azione di grandezze aperiodiche. A questo fanno sèguito una breve rassegna descrittiva degli elementi costruttivi — resistori, condensatori, bobine, trasformatori, organi di connessione e di comando — ed un cenno sui microfoni e gli altoparlanti. Vengono poi svolti la teoria generale ed il calcolo degli amplificatori per frequenze acustiche (con accenno all'uso per circuiti telefonici) ed a larga gamma, nonchè di quelli per tensioni e correnti continue. Sono trattati anche i dispositivi per la compressione e l'espansione della dinamica; i problemi di adattamento all'entrata e all'uscita; i sistemi di alimentazione ed i metodi per la riduzione delle distorsioni e dei disturbi; il comportamento degli amplificatori sotto eccitazioni aperiodiche. Si illustrano infine alcuni esempi costruttivi.

La seconda parte, che tratta dei ricevitori, distingue in primo luogo i vari tipi di segnali — modulati in ampiezza simmetricamente o no, in fase, in frequenza — e si volge subito dopo al problema dell'amplificazione di alta frequenza, alla teoria della rivelazione mediante diodi, triodi o poliodi, ed a quella della conversione di frequenza e degli oscillatori per essa occorrenti. Uno speciale capitolo è dedicato a metodi per conseguire, con mezzi semplici e con adatto disegno dei circuiti, una riduzione del rumore di fondo dovuto a fluttuazioni spontanee, sia

(1) A. F., 1941, X, p. 124 e p. 446.

nei ricevitori, sia negli amplificatori. Quindi vengono diffusamente esposti e comparati i due sistemi principali di ricezione dei segnali modulati in ampiezza con due gamme laterali, l'uno ad amplificazione diretta di alta frequenza e l'altro a cambiamento di frequenza; e dopo una trattazione dei circuiti, si esaminano la ricezione dei segnali modulati in frequenza, quella dei segnali telegrafici ad onde interrotte ed infine quella dei segnali con una gamma laterale soppressa.

La regolazione manuale ed automatica del volume, i sistemi a mano ed automatici di comando, gli alimentatori, i provvedimenti per ridurre i disturbi dovuti a cause esterne e la descrizione di alcuni ricevitori tipici formano l'oggetto dell'ultimo gruppo di capitoli che termina con un cenno su strumenti e metodi di misura elettrici ed acustici. Chiude il volume un indice bibliografico con 244 voci.

È presupposta da parte del lettore la conoscenza delle proprietà generali dei tubi elettronici; i quali saranno, nel quadro del trattato, l'oggetto del terzo volume non ancora pubblicato, che dovrebbe venir redatto anch'esso dallo Strutt. Per intanto si fa riferimento alla nota opera dell'autore sui poliodi; come pure al libro di lui sulla ricezione delle onde cortissime si rimanda per quanto riguarda i ricevitori per frequenze maggiori di 30 MHz.

Affidato alle cure di persona che ha dato all'argomento diversi e notevoli contributi originali e che era in grado di valersi delle esperienze e della documentazione tecnica di una delle organizzazioni industriali tra le più progredite del genere, il volume riflette fedelmente le attuali tendenze di questo ramo della tecnica, riassume in forma organica quanto vi è di essenziale negli studi apparsi sino al 1941 nelle riviste specializzate, e merita di essere segnalato in modo particolare anche fra le altre pubblicazioni analoghe, apparse negli ultimi anni, di cui si ha notizia, le quali non escono in genere dall'ambito divulgativo.

Tra le speciali caratteristiche del volume sono da segnalare: il sistematico uso di approssimazioni esponenziali per la rappresentazione delle caratteristiche statiche dei tubi elettronici, che permette di predeterminarne col calcolo le condizioni di lavoro in quei casi in cui con altre approssimazioni si giunge ad indicazioni puramente qualitative; l'approfondita considerazione dei rumori di fondo dovuti a fluttuazioni spontanee ed i modi di valutarli per ottenerne uno dei dati fondamentali per il progetto di amplificatori e ricevitori; l'uso di non pochi diagrammi riferiti a casi medi numericamente definiti, ad illustrazione ed esemplificazione di fatti e metodi generici.

È da presumere che il libro non presenti eccessiva difficoltà per lo studioso che cerchi informazioni sommarie e di principio sulla materia; pur tuttavia la compiutezza della trattazione nella maggior parte del suo sviluppo lo fa ritenere più particolarmente indicato per la formazione di tecnici specialisti. Ottima è la veste tipografica. *E. Cr.*

Vol. XIII - N. 2 Giugno 1944

ALTA FREQUENZA

INHALT

Nach kurzer Andeutung auf die praktischen Zwecke, die im Laufe des letzen Jahrzehnts einen starken Antrieb zu den Untersuchungen im Ultrakurzwellen-Gebiet gegeben haben, beschäftigt man sich mit den Erscheinungen, wodurch das Verhalten einer Empfangsröhre bei Ultrakurzwellen ein ganz ander ist als bei normalen Rundfunkfrequenzen. Alsdann werden die Einflüsse der Elektronenlaufzeit, sowie der Zuleitungsimpedanzen auf die vier charakteristischen Röhrenadmittanzen in Abhängigkeit von der Frequenz analysiert. Es wird ferner die Erscheinung des Rauschens in Betracht gezogen, und ihre Bedeutung bei Ultrakurzwellen hervorgehoben. Endlich werden die Eigenschaften einer idealen U. K. W. - Empfangsröhre aus der vorhergehenden Darlegung abgeleitet, und die Eigenheiten der Bauart und der Arbeitweise technischer U. K. W. - Röhren beschrieben.

Nach einer kurzen Beschreibung der hauptsächlichen Vorteile und Mängel der Elektronenröhren-Spannungsmesser für Gleichspannungen wird durch einige Vereinfachungen die allgemeine Regel abgeleitet, nach der, um die höchste Stabilität einer Triode zu erreichen, ein Betrieb mit konstantem Ruheanodenstrom nötig ist. Es wird ferner bewiesen, wie mit der negativen Rückwirkung, die Stabilität und der Differential-Eingangswiderstand bemerkenswert erhöht und die Ausgangsspannungsverzerrungen verringert werden können. Die Anordnungen, welche nach einer Brückenschaltung die Eingitterröhre benutzen, gestatten die negative Rückwirkung und den Betrieb mit konstantem Ruheanodenstrom, und so kann man die obigen Vorteile erreichen. Durch analytische Forschung einer nach diesen Grundsätzen verwirklichten Brückenschaltung, werden deren Gebrauchsweise und Entwurfselemente abgeleitet, und wird die

Möglichkeit bewiesen eine weitgehende Unabhängigkeit von den Aenderungen der Speisespannungen zu erreichen, deren Wirkungen berechnet werden; ferner werden die Fehler bestimmt, die aus der Krümmung der Triodencharakteristik I_a (V_g) herrühren. Schliesslich stellt man ein numerisches Beispiel auf, bezgl. einer kennzeichnenden Anwendung dieser Spannungsmesser.

SOMMAIRE

Après avoir rappelés les buts pratiques, qui ont donné pendant les derniers dix ans une puissante poussée aux recherches dans le domaine des ondes à très haute fréquence, on passe en revue les phénomènes, en conséquence desquels il y a une profonde différence entre le fonctionnement d'un tube récepteur aux ondes ultra-courtes et celui aux ondes longues ou moyennes. On analyse ensuite les effets exercés sur les admittances caractéristiques du tube par le temps de transit et par les selfinductions et les inductions mutuelles des conducteurs d'alimentation des divers électrodes. On examine enfin le phénomène du souffle ou bruit de fond, dont on fait ressortir l'importance aux fréquences très élevées, et on déduit de l'ensemble des faits rappelés les caractéristiques idéales d'un tube amplificateur pour les ondes ultra-courtes. L'exposé se termine avec la description des structures et du fonctionnement des tubes, developpés pour l'amplification de telles ondes.

Après avoir exposé les principaux avantages et défauts des voltmètres à tube électronique pour tensions continues, on déduit, à l'aide de quelques simplifications, la règle générale selon laquelle, pour obtenir le maximum de stabilité par un triode, il faut le faire fonctionner avec courant anodique de repos constante. On démontre aussi comment, avec la réaction négative, en soit possible d'augmenter notablement la stabilité, la linéarité de la réponse et la résistance différentielle d'entrée. Dans les dispositifs qui utilisent le

CONTENTS

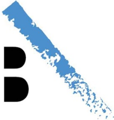
of stability and input differential resistance together with a great decrease of output voltage distortion, by means of negative feedback, is shown. The equipments which utilize the triode in a bridge circuit, allow both negative feedback and operating with constant rest anodic current, so that the corresponding advantages are obtained. By means of analytical study of a bridge circuit effected according to these principles, his use modality and design elements are deduced; the possibility of a high degree of stability by small supply voltage variations, the effects of which are given, is shown; and moreover the errors caused by the non-linearity of triode I_a (V_g) characteristic are determined. Finally a numerical example is given, concerning a characteristic application of these voltmeters.



PROF. ANGELO BARBAGELATA, *Direttore responsabile*

Autorizzazione del Ministero della Cultura Popolare N. 574 del 7-1-1944.

Stabilimento Tipografico AJANI GIOVANNI & CANALE GIACOMO - Corso S. Maurizio 42-A - TORINO


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


agli effetti di legge

NUM. 3 SETTEMBRE 1944

L'ELETTROTECNICA E ALTA FREQUENZA

PARTE TERZA

ALTA FREQUENZA



RASSEGNA DI RADIOTECNICA
TELEFONIA
E ACUSTICA APPLICATA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A.F. XIII-3 SET. 1944

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. XIII SETTEMBRE 1944 N. 3

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA

DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . . . . L. 70
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . . » 56
IL PRESENTE FASCICOLO (trimestrale) » 36

ANNATE ARRETRATE: V (1936), VI (1937), CIASCUNA . . . . . . L. 80
LE SUCCESSIVE, CIASCUNA . . . . . » 100

SOMMARIO

Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Résumés en langue française

English summaries

Vol. XIII Settembre 1944 N. 3

ALTA FREQUENZA

Analizzatori a eterodina.

Gli studi relativi ad apparecchi capaci di effettuare, per via elettrica, l'analisi armonica di una grandezza periodica, sono stati notevolmente sviluppati nella letteratura tecnica, e ciò appare pienamente giustificato dall'importanza pratica del problema, che interessa quasi tutti i rami dell'acustica, la tecnica delle vibrazioni e così via.

Un progresso sensibile nello sviluppo di questi apparecchi si è avuto con l'applicazione del metodo a eterodina, fatta quasi contemporaneamente da C. R. Moore e A. S. Curtis e da A. G. Landeen in America, e da M. Gruetzmacher in Germania. Già in occasione di quelle prime applicazioni si è riscontrata la possibilità di seguire, nel procedimento, due vie distinte, utilizzando un filtro che agisca rispettivamente al di sopra o al di sotto della gamma da esplorare, e nella nota di redazione premessa ai due lavori americani (1) si sono fatte rilevare queste possibilità, esaminandone brevemente le differenze di caratteristiche.

Nella memoria che ora pubblichiamo, l'ingegnere MADELLA descrive un metodo che permette di riunire in un solo apparecchio le caratteristiche dei due procedimenti prima detti. È interessante osservare che la teoria relativa può svolgersi in modo assai semplice ricorrendo al concetto di frequenza negativa, introdotto e discusso dal medesimo autore in una nota precedente comparsa nelle nostre pagine; appare pertanto confermata l'utilità dell'introduzione allora proposta.

---

(1) Bell S. T. J., 1927, VI, p. 217.

Frequenze campione e segnali orari.

Negli anni che precedettero la guerra, presso taluni laboratori scientifici italiani, erano in corso studi e ricerche nel campo delle misure e dei campioni di frequenza; pur dovendo lottare con le consuete difficoltà di mezzi e di personale, il lavoro era non di meno bene avviato e i brillanti successi, ottenuti a più riprese in occasione di confronti internazionali di frequenze, giustificavano la fiducia che si sarebbe presto potuti giungere anche presso di noi al livello dei maggiori laboratori esteri, non soltanto per la capacità di conseguire risultati ottimi, la quale era stata ben dimostrata, ma anche per la completezza e la stabilità dei dispositivi, atte ad assicurare la continuità e la regolarità dei risultati stessi.

La guerra interruppe quei lavori nel loro punto culminante ed altri còmpiti distrassero gli studiosi che vi si erano dedicati. Ma il danno maggiore sono state la distruzione e la rovina di alcuni dei principali laboratori e la scomparsa con essi del frutto di tanto lunga e paziente opera. Purtuttavia l'esperienza fatta non è andata perduta e con essa si confida sia possibile giungere entro un tempo non troppo lungo a ricostruire il distrutto, poichè il bene maggiore sono la competenza e la volontà degli uomini, che non si smarriscono, e d'altronde in questo campo le difficoltà dei mezzi non appaiono insormontabili.

È motivo intanto di vivo compiacimento l'osservare come codesti problemi non siano in realtà rimasti abbandonati neppure nel periodo testè trascorso e come ad essi ci si dedichi tuttora presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale di Torino. Nasce spontaneo l'augurio che il programma di lavoro, tratteggiato dal professore PINCIROLI in una nota del presente fascicolo, possa giungere a rapido e felice compimento.

Frequenziometri elettronici.

Nella letteratura tecnica spesso accade che uno stesso principio informativo si presenti nelle sue varie attuazioni sotto aspetti così diversi, che non di rado si stenta a riconoscervi il legame comune. Ciò dipende dalla differente mentalità dei singoli contributori e dalle diverse vie attraverso cui si perviene al risultato, in ogni questione di grande

interesse pratico, che riceva contemporaneamente e da varie parti impulsi di successivi sviluppi; ma una tale molteplicità di prospettive, se da un lato è naturale e forse anche utile, riesce d'altra parte nociva ad una comprensione unitaria delle differenti forme di attuazione, alla quale si deve preferibilmente giungere in un tempo successivo; è pertanto sempre meritoria l'opera di chi tenti un simile lavoro di riordinamento e di sintesi.

Così è successo nel campo dei frequenziometri a carica e scarica di condensatore mediante interruttori elettronici, i quali, nati in Italia nel 1930 (2) nella forma che più è aderente al principio teorico informatore, subirono tosto una progressiva evoluzione, che è stata preziosa sotto l'aspetto dell'utilità del dispositivo, ma ha reso meno intuitivo e facile comprenderne il funzionamento; tanto da dar quasi l'impressione che un diverso principio sia a base di quelle forme di attuazione, che hanno avuto più larga diffusione commerciale. L'articolo dell'ingegnere EGIDI, che compare in questo numero, ha voluto appunto riassumere in un unico quadro i vari tipi di frequenziometri elettronici a carica e scarica di condensatore, mediante una loro classificazione, che è originale e senza dubbio didatticamente pregevole.



LA REDAZIONE.

(2) F. GUARNASCHELLI e F. VECCHIACCHI: Un frequenziometro eterodina e un frequenziometro a lettura diretta per la gamma acustica - L'Elettrot., 1930, XVII, p. 224.

ANALIZZATORI ETERODINA CON TENSIONE AUSILIARIA POLIFASE

GIOVANNI BATTISTA MADELLA

Gli analizzatori eterodina facenti uso di filtri rispettivamente ad alta e a bassa frequenza presentano caratteristiche diverse che si esaminano brevemente. Si propone una modifica del metodo a bassa frequenza, consistente nell'usare una tensione ausiliaria in forma polifase. Ciò permette di tener conto del segno della differenza fra la frequenza ausiliaria e la frequenza incognita, e di evitare pertanto gl'inconvenienti derivanti dalla riflessione in corrispondenza dello zero.

Ulteriori miglioramenti si ottengono apportando un'analoga modifica al metodo della doppia eterodina, facente uso di un filtro ad alta frequenza e di uno a bassa frequenza. Ai pregi di tale procedimento si unisce così la possibilità di una più completa eliminazione della frequenza immagine. È pertanto possibile scegliere per il secondo filtro una frequenza molto bassa, riunendo in un solo apparecchio i pregi propri dei metodi con filtro ad alta e a bassa frequenza, e cioè: l'univocità di indicazione e l'elevata velocità di analisi da un lato; l'elevata stabilità di frequenza e la possibilità di ottenere facilmente buone caratteristiche di selettività dall'altro.

Si descrive infine un apparecchio costruito secondo i criteri esposti, riportando alcuni risultati sperimentali che pongono in luce le caratteristiche suddette.

1. - Introduzione.

Fra i vari metodi che permettono di eseguire per via elettrica l'analisi armonica di una grandezza periodica, ha ricevuto notevole sviluppo quello dell'analizzatore eterodina [1]. Tale metodo, che non differisce sostanzialmente da quello seguito nei comuni ricevitori supereterodina, consiste com'è noto nel modulare in ampiezza, mediante la grandezza

[1] La denominazione « analizzatore eterodina » sembra la più adatta a caratterizzare gli apparecchi in parola, che non hanno finora ricevuto, nella lingua italiana, un nome particolare. Nella letteratura tecnica tedesca si è generalizzata da tempo la denominazione « *Suchtonanalysator* » che, pur essendo abbastanza aderente al concetto che si vuole esprimere, non sembra possa tradursi convenientemente in italiano.

da analizzare, una tensione ausiliaria di frequenza variabile. Le singole componenti della grandezza incognita dànno così luogo a due spettri (bande laterali) disposti simmetricamente rispetto alla frequenza portante e riproducenti, l'uno direttamente e l'altro inversamente, lo spettro originario. L'analisi di questo è pertanto ricondotta a quella di un altro

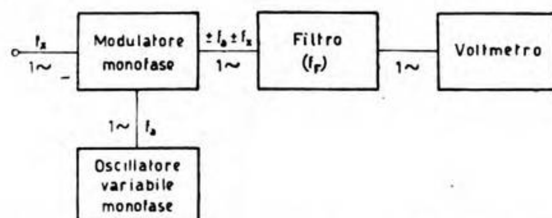


Fig. 1. — Schema di principio di un usuale analizzatore eterodina.

spettro, che può venire spostato con la semplice variazione della frequenza portante, e si ha così il vantaggio, rispetto ai procedimenti di analisi diretta, di poter fare uso di un filtro con banda passante invariabile, la cui attuazione risulta relativamente facile. Lo schema di principio del metodo suddetto è indicato nella figura 1.

Non sussistono ragioni di principio che impongano di assegnare alla frequenza media della banda passante del filtro valori particolari. Ragioni pratiche consigliano tuttavia di effettuare la scelta in modo diverso, secondo gli scopi che si vogliono ottenere. Conviene di solito evitare che la frequenza media del filtro sia compresa nella gamma da analizzare, ed i metodi applicabili possono pertanto raggrupparsi in due classi distinte, secondo che tale frequenza sia posta inferiormente o superiormente alla gamma suddetta. Gli apparecchi appartenenti alle due classi si indicheranno nel seguito con le diciture rispettive di « analizzatori con filtro a bassa frequenza » ed « analizzatori con filtro ad alta frequenza ». Nella prima classe rientrano ovviamente anche quegli apparecchi che fanno uso di un filtro passa basso.

2. - Caratteristiche degli analizzatori eterodina con filtro a bassa e ad alta frequenza.

I metodi appartenenti rispettivamente alla prima ed alla seconda delle classi suddette presentano caratteristiche diverse che è opportuno mettere a confronto.

Quando si fa uso del filtro a bassa frequenza, non si può risalire in modo perfettamente univoco dal valore della frequenza ausiliaria f_a, per la quale si ha una risposta all'uscita del filtro, al corrispondente valore f_x della frequenza incognita. Se si indica infatti con f_F la frequenza media della banda passante del filtro, si trova che una uguale risposta può essere dovuta tanto ad una componente di frequenza $f_x = f_a + f_F$,

quanto ad una componente di frequenza $f_x = f_a - f_F$. Reciprocamente, se si varia con continuità la frequenza ausiliaria, ogni componente f_x della tensione incognita dà luogo a due indicazioni, una in corrispondenza del valore $f_a = f_x + f_F$ ed una in corrispondenza del valore $f_a = f_x - f_F$.

Se inoltre la tensione ausiliaria contiene armoniche di ordine n, provenienti dal corrispondente generatore o introdotte dal modulatore, ogni componente f_x della tensione incognita dà luogo ad una indicazione non soltanto in corrispondenza dei due valori: $f_a = f_x \pm f_F$, ma anche in corrispondenza dei valori: $f_a = \frac{f_x \pm f_F}{n}$.

Questi inconvenienti possono essere evitati se la frequenza media del filtro, f_F, è maggiore della massima frequenza incognita (²). Una tale condizione è tuttavia legata ad altri inconvenienti. In primo luogo, quando la frequenza media del filtro sia molto elevata, è relativamente difficile far sì che esso presenti una selettività sufficiente, e soprattutto una caratteristica di forma conveniente. È bensì possibile ottenere caratteristiche soddisfacenti ricorrendo all'uso di organi risonanti elettromeccanici, ed apparecchi del genere sono stati anche posti in commercio; ma i sistemi ai quali si giunge per questa via presentano condizioni di funzionamento molto critiche, cosicchè, in particolare, la loro messa a punto o la loro eventuale riparazione possono essere eseguite solo da personale assai pratico. Si deve inoltre osservare che la determinazione della frequenza incognita come differenza delle due altre frequenze molto più elevate, f_F ed f_a, può difficilmente compiersi con buona precisione, in quanto uno scostamento, anche percentualmente piccolo, di una di queste due dal suo valore nominale, può implicare un errore percentuale molto più elevato nella misura di f_x. Durante l'uso di analizzatori con filtro ad alta frequenza si devono perciò correggere, con frequenti verifiche di zero, le inevitabili fluttuazioni di frequenza dovute in modo speciale all'instabilità dell'oscillatore ausiliario, ed accade spesso che si manifestino spostamenti sensibili anche nel corso di una stessa misura.

È ovvio che tali inconvenienti vengono resi tanto meno sensibili, quanto più la frequenza del filtro, e conseguentemente il campo di variazione della frequenza ausiliaria, vengono spostati verso valori bassi. Si è pertanto indotti a prevedere, sotto l'aspetto della stabilità, una netta superiorità degli analizzatori con filtro a bassa frequenza. Questa superiorità non è in pratica così pronunciata come si potrebbe forse credere a prima vista perchè, quando il valore di f_F è molto basso, la f_a deve variare in un intervallo avente approssimativamente la stessa estensione

(²) Un semplice calcolo mostra che l'ipotesi assunta è senz'altro sufficiente ad evitare ambiguità, qualora si utilizzi lo spettro posto inferiormente alla frequenza ausiliaria f_a. Se invece si utilizza lo spettro posto superiormente, si deve scegliere la frequenza del filtro, f_F, superiore al triplo della massima frequenza incognita.

percentuale dell'intervallo che si vuole analizzare. Se quest'ultimo, come accade generalmente, è molto esteso, la tensione ausiliaria può praticamente ottenersi soltanto da un generatore a battimenti, e la sua frequenza risulta allora determinata come differenza fra due altre frequenze molto elevate, dell'ordine almeno di quelle che si hanno in un analizzatore con filtro ad alta frequenza. Il vantaggio della stabilità è pertanto ridotto, ma non annullato perchè, nel caso del generatore a battimenti,

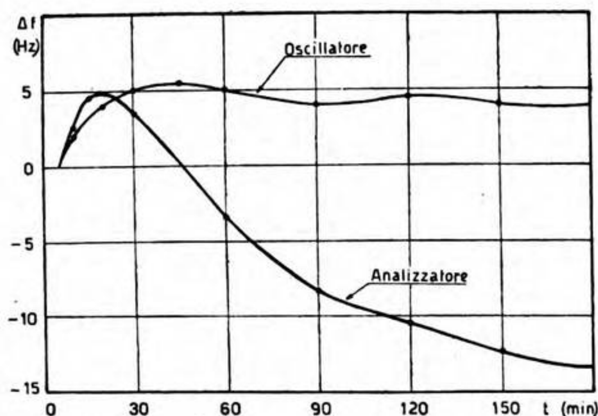


Fig. 2. — Scorrimento della frequenza di un oscillatore a battimenti e di un analizzatore eterodina, in funzione del tempo trascorso dall'accensione.

le frequenze delle quali interessa la differenza si riferiscono a grandezze della stessa natura, e precisamente a due tensioni generate da oscillatori funzionanti in condizioni analoghe. Si può pertanto ottenere che le varie cause di instabilità, quali le fluttuazioni termiche, le fluttuazioni delle tensioni di alimentazione e così via, agiscano in modo simile sui due oscillatori, ed abbiano perciò influenza limitata sulla differenza delle frequenze da essi generate. Una condizione analoga non si verifica invece nel caso dell'analizzatore eterodina, in cui interessa la differenza fra la frequenza di un filtro e quella della tensione generata da un oscillatore ausiliario. Resta pertanto prevedibile, in definitiva, una maggiore stabilità negli analizzatori con filtro a bassa frequenza, e ciò è confermato dal diagramma della figura 2, in cui è riportato l'andamento nel tempo della differenza fra le frequenze dei due oscillatori di un generatore a battimenti e della differenza fra la frequenza del filtro e quella dell'oscillatore ausiliario di un analizzatore eterodina. I due apparecchi sono fabbricati dalla stessa ditta, e perciò si presume che abbiano lo stesso grado di perfezione. Si nota tuttavia che l'analizzatore presenta uno scorrimento assoluto notevolmente maggiore, pur essendo la frequenza del suo filtro molto inferiore a quella dell'oscillatore fisso del generatore a battimenti. È da osservare che gli scarti indicati per i due apparecchi

sono confrontabili tra loro anche come importanza relativa, in quanto la minima frequenza di funzionamento è uguale in entrambi i casi e pari a 20 Hz.

3. - Eliminazione dell'ambiguità di risposta negli analizzatori eterodina con filtro a bassa frequenza.

Da quanto precede appare ovvia l'opportunità di attuare un apparecchio che riunisca in sè i pregi degli analizzatori eterodina facenti uso di filtri a bassa frequenza e di quelli facenti uso di filtri ad alta frequenza.

Una soluzione parziale di questo problema è stata data in passato per mezzo di un sistema con doppia eterodina (3); il principio infor-

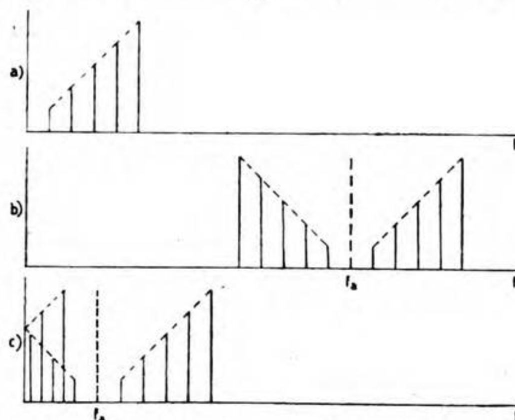


Fig. 3. — Esempio di uno spettro da analizzare (*a*), e degli spettri che si ottengono da esso modulando una tensione ausiliaria di frequenza f_a (*b* e *c*).

mativo consiste nel trasportare dapprima lo spettro da analizzare in una gamma superiore, dove viene filtrato attraverso un sistema poco selettivo; con una seconda modulazione se ne effettua poi un secondo spostamento verso le basse frequenze, filtrando infine attraverso un sistema ad alta selettività. La presenza del primo sistema filtrante permette di evitare in modo più o meno completo la doppia indicazione che si avrebbe se fosse presente soltanto il secondo sistema. Ciò è tuttavia possibile unicamente se la frequenza media di quest'ultimo non è troppo bassa, in relazione con l'ampiezza di banda del filtro ad alta frequenza, ed il metodo consente perciò di effettuare solo un compromesso fra i due altri prima citati.

(3) W. Holle: Gerät zur Frequenzanalyse nach dem Suchtonverfahren, mit zwei Zwischenfrequenzen und logaritmischer Anzeige - Z. f. techn. Phys., 1937, XVIII, p. 312.

Viste le manchevolezze delle precedenti attuazioni, si è esaminata la possibilità di dare al problema una soluzione più rigorosa, eliminando l'ambiguità propria del metodo a bassa frequenza, indipendentemente dall'azione di un sistema filtrante ausiliario.

Si supponga di dover analizzare lo spettro indicato nella figura 3*a*. La modulazione, mediante questo spettro, di una tensione ausiliaria di frequenza f_a dà luogo, come si è accennato, ai due spettri indicati nella figura 3*b*. Si esamini ora quanto accade se la frequenza f_a viene progressivamente diminuita. Finchè essa si mantiene superiore alla massima frequenza contenuta nello spettro incognito, non si presenta alcun fenomeno particolare. Quando tuttavia essa scende al di sotto del valore ora detto, le linee estreme dello spettro dovrebbero, per continuità, invadere il campo delle frequenze negative. Poichè tuttavia il concetto di frequenza negativa non ha, se non si stabiliscono particolari convenzioni, alcun senso, si deve tener conto soltanto del valore assoluto della quantità $f_a - f_x$, e si deve perciò ammettere che le linee dello spettro subiscano una riflessione sulla linea corrispondente alla frequenza zero, ritornando nel campo delle frequenze positive come è indicato nella figura 3*c*. Appare perciò chiaro che, se la frequenza media del filtro è inferiore alla metà dell'estensione della gamma da analizzare, non è possibile far passare dinanzi ad esso tutto lo spettro, senza che almeno una parte di questo venga a passarvi due volte, dando luogo ad una doppia indicazione. L'eliminazione di questo inconveniente richiede che si possa tener conto del segno della quantità $f_a - f_x$, poichè soltanto in questo caso lo spettro può distendersi nel campo negativo, senza ripiegarsi su se stesso. È noto d'altra parte che, in un dispositivo a battimenti, si può risalire dalle caratteristiche della tensione di uscita al segno della differenza fra le frequenze delle tensioni primarie, soltanto se almeno una di queste è in forma polifase. L'analisi univoca di uno spettro monofase mediante un dispositivo eterodina utilizzante un filtro di frequenza qualunque, appare pertanto possibile qualora si faccia uso di una tensione ausiliaria polifase.

4. - Applicazione del sistema polifase agli analizzatori con filtro a bassa frequenza.

Il concetto esposto può essere attuato secondo lo schema riportato nella figura 4. Nell'esaminare le particolarità degli elementi polifasi in esso indicati, si farà uso del concetto di frequenza negativa che, permettendo di attribuire il segno della quantità $f_x - f_a$ alla frequenza ottenuta per battimento, consente di trattare quest'ultima come una grandezza algebrica, semplificando notevolmente la forma dei ragionamenti (4).

(4) G. B. Madella: Sul concetto di frequenza negativa - A. F., 1944, XIII, p. 31.

Il significato del generatore polifase è in sè chiaro e non richiede particolari commenti; in quanto alla sua attuazione pratica, si osserva che, per le ragioni precedentemente accennate, e cioè per la necessità

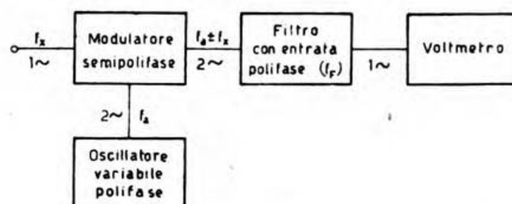


Fig. 4. — Schema di principio di un analizzatore eterodina facente uso di una tensione ausiliaria polifase di frequenza variabile.

di coprire una gamma di frequenza percentualmente assai estesa, e di ottenere un'elevata purezza d'onda, si possono prendere in considerazione quasi esclusivamente i generatori a battimenti, attuati secondo lo schema indicato nella figura 5 ([5]). Può essere opportuno, in qualche

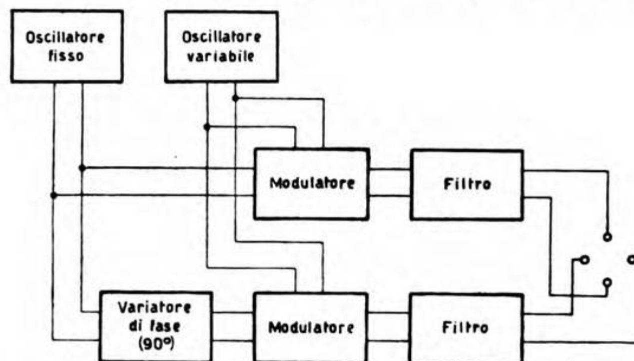


Fig. 5. — Schema di principio di un generatore a battimenti polifase.

caso particolare, fare uso di generatori di altro tipo, ad esempio a resistenza e capacità, ed è possibile anche in questo caso ottenere una tensione polifase le cui caratteristiche non mutino al variare della frequenza ([6]).

([5]) E. Peterson, J. G. Kreer a. L. A. Ware: Regeneration theory and experiment - Bell S. T. J., 1934, XIII, p. 680; Proc. I. R. E., 1934, XXII, p. 1191.

([6]) Si veda ad esempio:

J. van der Mark a. B. van der Pol: The production of sinusoidal oscillations with a time period determined by a relaxation time - Physika, 1934, I, p. 437.

Il modulatore che ha un'entrata monofase ed una polifase, e viene perciò indicato con la dicitura « modulatore semipolifase », si compone di due modulatori monofasi inseriti come indica la figura 6 e dà luogo, com'è facile verificare, ad un sistema polifase il cui senso ciclico dipende dal segno della quantità $f_a - f_x$.

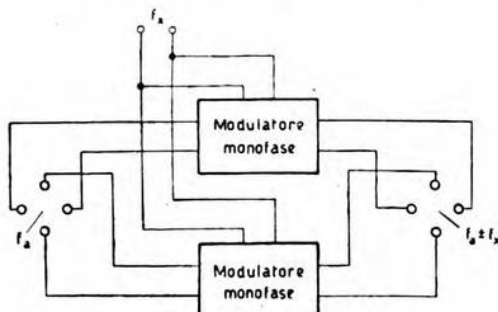


Fig. 6. — **Schema di principio di un modulatore semipolifase.**

Il concetto di filtro con entrata polifase appare meno intuitivo. Con questa denominazione si intende indicare, in generale, un sistema la cui caratteristica di trasmissione, in funzione della frequenza considerata in tutto l'intervallo reale, si presenti asimmetrica rispetto alla frequenza zero. Nel caso particolare dell'applicazione discussa, occorre che si

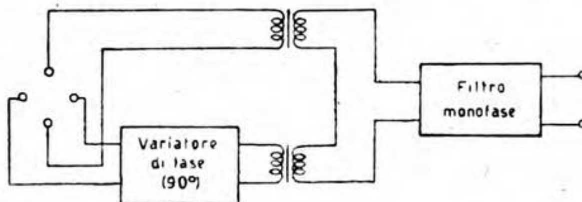


Fig. 7. — **Schema di principio di un filtro con entrata polifase, costituito dall'accoppiamento di un filtro monofase con un dispositivo discriminatore di senso ciclico.**

abbia un'unica banda passante, situata nel campo positivo oppure in quello negativo, ed è conveniente che l'uscita sia semplicemente monofase. L'attuazione di un tale sistema è facile purchè l'ampiezza che si vuole assegnare alla banda passante sia percentualmente poco estesa. Si può ad esempio accoppiare ad un comune filtro monofase, presentante una certa banda passante, un dispositivo che, entro quella banda, sia atto a trasmettere soltanto tensioni corrispondenti a valori positivi della frequenza, o soltanto a valori negativi. Ciò è attuato appunto nel sistema indicato nella figura 7. Il variatore di fase, inserito in uno dei

due circuiti monofasi, introduce uno spostamento di 90° sempre nello stesso senso, e pertanto le tensioni che si manifestano ai secondari dei trasformatori si sommano o si elidono secondo il senso ciclico delle tensioni di entrata. Il variatore di fase deve essere progettato in modo da funzionare correttamente in corrispondenza di tutta la banda passante del filtro, ciò che è possibile, come si è osservato, se questa è percentualmente poco estesa. In corrispondenza di altre frequenze lo spostamento di fase introdotto differirà più o meno notevolmente da 90°, e la compensazione delle due tensioni risulterà perciò imperfetta, ma ciò non presenta inconvenienti, in quanto tali frequenze non vengono trasmesse dal filtro. Le altre parti costituenti l'analizzatore non presentano particolarità degne di rilievo (7).

5. - Applicazione del sistema polifase agli analizzatori con doppia eterodina.

La disposizione indicata nella figura 4 permette di conseguire il risultato voluto, com'è stato confermato praticamente con un'apparecchiatura costruita a titolo sperimentale. Alcuni inconvenienti che tuttavia si presentavano sono stati evitati con opportune modifiche che hanno condotto ad un principio di funzionamento alquanto diverso.

La disposizione suddetta, che può ritenersi una variante di quella usuale con filtro a bassa frequenza, evita di questa l'ambiguità di indicazione derivante dalla riflessione in corrispondenza della frequenza zero, ma lascia invariata quella dovuta all'eventuale presenza di armoniche nella tensione ausiliaria. Quest'ultima viene soppressa, come si è osservato, nel procedimento ad alta frequenza, e può pure togliersi se si segue il procedimento della doppia eterodina, del quale si è già fatto cenno. In questo procedimento infatti, il filtro ad alta frequenza arresta le componenti dovute alle armoniche della prima tensione ausiliaria, che d'altra parte potrebbero dar luogo ad errori soltanto se anche nella seconda tensione ausiliaria fossero contenute forti armoniche dello stesso ordine. Vengono pure arrestate le componenti incognite eventualmente trasmesse inalterate dal modulatore, ed il secondo filtro può pertanto scegliersi, se ciò è opportuno, internamente alla gamma da analizzare, come avviene effettivamente nel dispositivo descritto nel lavoro citato alla nota (8). La funzione principale del filtro ad alta frequenza, quella cioè di attenuare le componenti che, dopo la seconda modulazione, verrebbero a trovarsi molto distanti dalla banda passante del secondo filtro, e potrebbero perciò riflettersi rispetto alla frequenza zero, viene tuttavia assolta, come si è osservato, in modo incompleto, dipendentemente dalla relazione fra l'ampiezza di banda del primo filtro e la frequenza media del secondo. Gl'inconvenienti che ne derivano possono evitarsi

(7) Il principio fin qui descritto è analogo a quello che è stato proposto per l'eliminazione aperiodica della frequenza immagine nei ricevitori supereterodina. Si veda in proposito il brevetto D. R. P. n. 689 566.

in modo più corretto se si riesce a tener conto del segno della differenza fra la frequenza della seconda tensione ausiliaria e quella delle componenti che la modulano: ciò può conseguirsi ricorrendo come prima ad un sistema polifase.

È evidente che si presentano per questa via diverse possibilità, potendosi rendere polifase la prima oppure la seconda tensione ausiliaria. Si può del pari rendere variabile in frequenza l'una o l'altra di queste due tensioni. La soluzione praticamente più opportuna consiste tuttavia nell'adottare come prima tensione ausiliaria una tensione monofase a frequenza variabile, e come seconda tensione ausiliaria una tensione polifase a frequenza fissa. Lo schema complessivo risulta pertanto quello indicato nella figura 8, ed il funzionamento del dispositivo è il seguente.

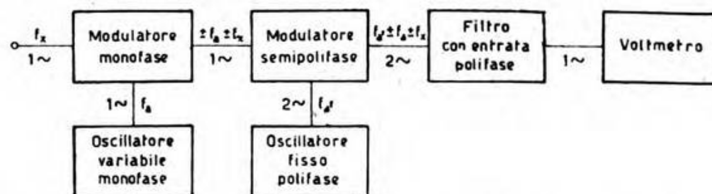


Fig. 8. — Schema di principio di un analizzatore eterodina facente uso di una tensione ausiliaria monofase variabile in frequenza e di una tensione ausiliaria polifase di frequenza fissa.

La f_a è variabile in una gamma posta superiormente a quella da esplorare. In sèguito alla prima modulazione, ogni componente incognita f_x dà luogo a due componenti, di frequenze rispettive $f_a + f_x$, $f_a - f_x$. La prima non dà mai luogo a frequenze che possano essere trasmesse dal filtro. La seconda invece, in sèguito alla seconda modulazione, può dar luogo alla frequenza f_F quando differisca di tale quantità dalla $f_{a'}$, sia in più, sia in meno. I due casi sono tuttavia distinti, in quanto a ciascuno di essi compete un diverso senso ciclico del sistema di tensioni corrispondente, ed essendo il complesso filtrante sensibile al senso ciclico, uno solo dei due casi può dar luogo ad indicazione.

Il sistema costituito dal modulatore semipolifase e dal filtro con entrata polifase può, con una opportuna scelta dei sensi ciclici, rispondere o soltanto a valori positivi della grandezza $(f_a - f_x) - f_{a'}$, o soltanto a valori negativi. Nel primo caso, se si suppone che la f_x possa variare fra due valori f_1 ed f_2, la f_a deve variare nell'intervallo: $f_1 + f_{a'} + f_F$, $f_2 + f_{a'} + f_F$. Nel secondo caso invece, nell'intervallo: $f_1 + f_{a'} - f_F$, $f_2 + f_{a'} - f_F$. Questo secondo caso è meno favorevole del primo, perchè la f_a deve assumere, durante l'esplorazione della gamma voluta, il valore $f_{a'} + f_F$, e piccoli squilibri nei due complessi di modulazione possono allora dar luogo a false indicazioni. Il circuito di uscita del primo sistema di modulazione viene accordato sulla frequenza $f_{a'} + f_F$, allo scopo di evitare, come si è accennato, l'influenza delle armoniche contenute nelle

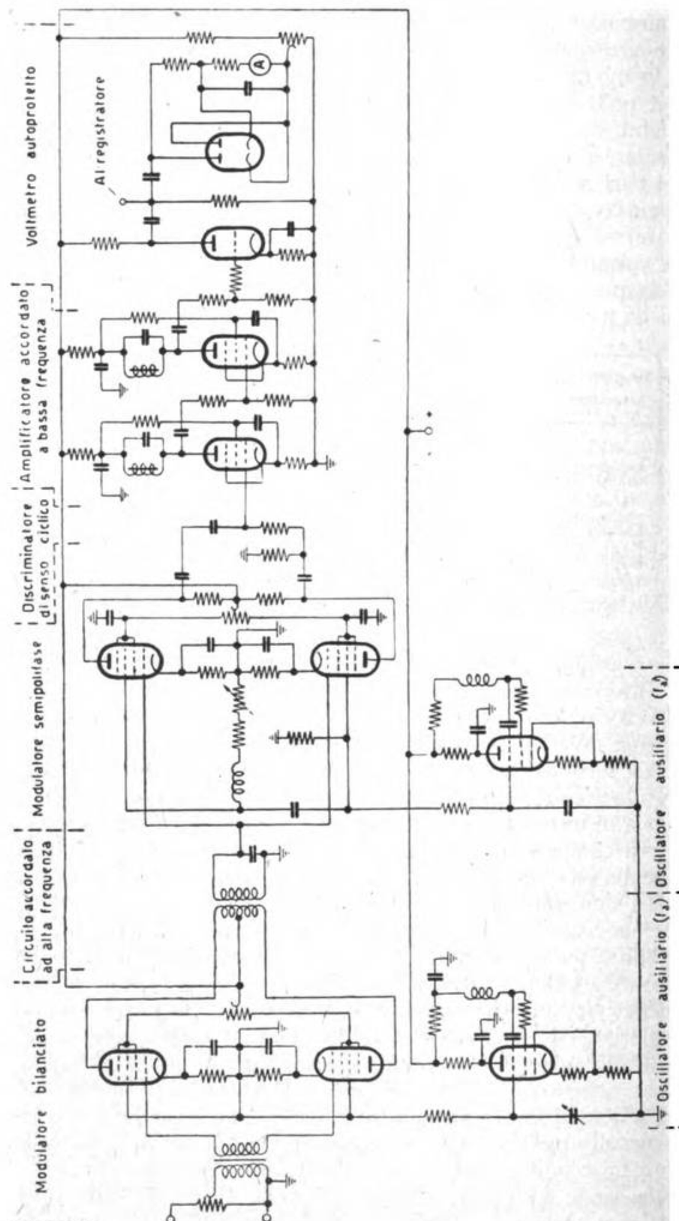


Fig. 9. — Schema elettrico di un analizzatore eterodina funzionante secondo il principio esposto.

due tensioni ausiliarie. Queste ultime vengono generate da due oscillatori normali, e la seconda di esse, avente frequenza fissa, viene posta in forma polifase per mezzo di un circuito opportuno. Analogamente a quanto avviene nei generatori a battimenti, conviene che i due oscillatori si trovino in condizioni assai simili sotto tutti gli aspetti, affinchè gli effetti delle varie cause di instabilità di frequenza siano ridotti al minimo.

6. - Velocità di analisi.

È noto ([8]) che gli analizzatori facenti uso di un filtro passa-basso consentono, a parità di potere risolutivo, una velocità di analisi minore di quella consentita dai sistemi con filtro ad alta frequenza. Per quanto riguarda i filtri con banda passante a bassa frequenza, si può ritenere che il limite alla velocità di analisi sia imposto dalla effettiva ampiezza della banda passante, mentre il potere risolutivo dipende dalla distanza fra le due bande, situate una nel campo positivo ed una nel campo negativo. Si ha cioè anche in questo caso un notevole peggioramento in confronto con i filtri ad alta frequenza. Nel sistema proposto, il potere risolutivo è ricondotto a dipendere esclusivamente dall'effettiva ampiezza della banda passante, e si ottengono pertanto, anche sotto questo aspetto, gli stessi pregi che presentano i sistemi con filtro ad alta frequenza.

7. - Descrizione di un dispositivo costruito secondo i criteri esposti, e risultati sperimentali.

Si è costruito, in base ai criteri esposti, un analizzatore eterodina, il cui schema è riprodotto nella figura 9.

Il voltmetro finale è del tipo autoprotetto, cosicchè lo strumento finale non può in nessun caso essere attraversato da una corrente superiore ad una volta e mezzo quella che produce la massima deviazione. Questa corrente può essere sopportata senza inconvenienti, e la ricerca delle componenti incognite della tensione da analizzare può pertanto eseguirsi senza preoccupazioni per l'incolumità dello strumento indicatore.

Si è previsto anche un attacco per un registratore logaritmico, collegato meccanicamente col comando dell'oscillatore variabile.

Il filtro è stato attuato per mezzo di due stadi di amplificazione accordati. Il dispositivo discriminatore di senso ciclico è indicato nella figura 10 insieme col corrispondente diagramma delle tensioni. Questo

---

([8]) Si veda in proposito:
H. SALINGER: Zur Theorie der Frequenzanalyse mittels Suchtons - E. N. T., 1929, VI, p. 293.
C. H. WALTER: Ueber die Grenzen der Analysiergeschwindigkeit bei Frequenzgemischen - V. N. T. Siemens, 1935, V, p. 31.

si traccia facilmente pensando che il dispositivo consiste in un partitore di tensione, formato da una resistenza e da un condensatore, inserito ad esempio fra un punto a tensione jV e un altro punto la cui tensione è $+V$ per $\omega > 0$, e diventa $-V$ per $\omega < 0$. L'estremo del vettore rap-

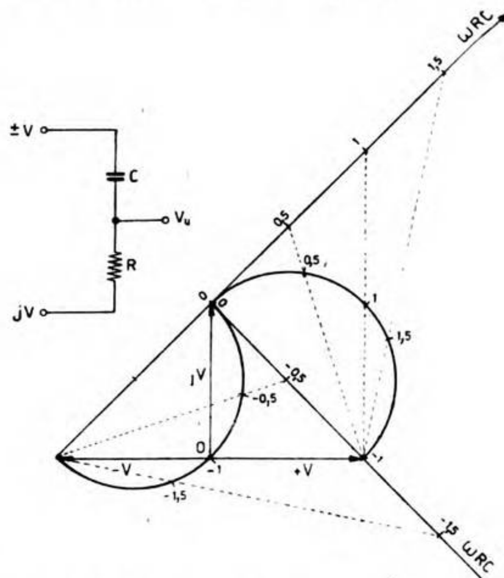


Fig. 10. — Schema di un dispositivo discriminatore di senso ciclico, e relativo diagramma delle tensioni.

presentativo della tensione d'uscita V_u (la cui origine è fissa nel punto O) descrive due semicerchi, relativi uno alle frequenze positive e uno alle frequenze negative. I semicerchi vengono graduati in funzione di ωRC (cioè in funzione della frequenza a meno di un fattore), proiettandovi le relative scale, rispettivamente dai centri $+V$ e $-V$. Come si vede, il modulo della tensione di uscita è uguale a $\sqrt{2}V$ per $\omega = 1/(RC) = \omega_0$, e si annulla per $\omega = -1/(RC) = -\omega_0$. Il diagramma tracciato è valido nell'ipotesi ideale che le impedenze di entrata siano nulle e che l'impedenza di uscita sia infinita. La caratteristica di trasmissione del dispositivo (cioè l'andamento del rapporto tra la tensione all'uscita e quella all'entrata), calcolata in tale ipotesi per valori positivi e negativi del rapporto ω/ω_0, è indicata in modulo nella figura 11 (curva *a*). Nello stesso diagramma è indicata la caratteristica di trasmissione del filtro (curva *b*), e la caratteristica complessiva (curva *c*). I punti tracciati in vicinanza delle curve indicano valori rilevati sperimentalmente nelle condizioni pratiche di funzionamento.

Il modulatore semipolifase è costituito da due tubi 6L7, ciascuno dei quali funziona come un modulatore semplice. La tensione bifase che gli è applicata viene ottenuta da quella monofase prodotta dal cor-

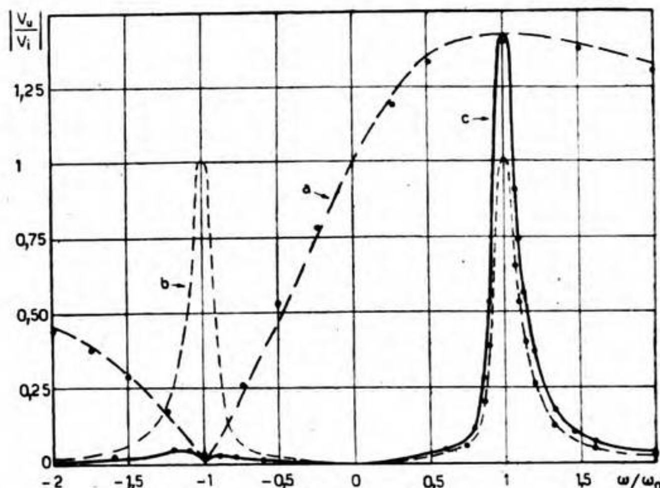


Fig. 11. — Caratteristica relativa di trasmissione di un dispositivo discriminatore di senso ciclico (curva *a*), di un amplificatore accordato (curva *b*) e caratteristica risultante (curva *c*).

rispondente oscillatore, attraverso un variatore che permette di eseguire la messa a punto della differenza di fase senza alterare il valore delle tensioni in giuoco ([9]). Lo schema del variatore, funzionante a frequenza

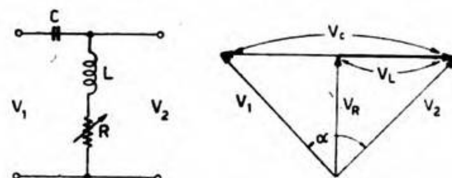


Fig. 12. — Schema di un variatore di fase e relativo diagramma delle tensioni: $\omega = 1/\sqrt{2LC}$; $\alpha = 2 \arctan \omega L/R$; $\alpha = 90°$ per $R = \omega L$.

fissa, è indicato nella figura 12 insieme col corrispondente diagramma vettoriale. Il rapporto fra le ampiezze delle tensioni di battimento generate dai due tubi viene invece regolato variando le tensioni continue applicate alle griglie schermo dei tubi stessi.

([9]) T. Sakamoto: An improved phase shifter of the bridge type - Nippon El. Comm. Engng., 1939, 15, p. 540.

Il modulatore monofase è costituito da due altri tubi 6L7 funzionanti in controfase.

La frequenza $f_{a'}$ della tensione polifase ha il valore costante di 12 kHz. I sensi ciclici del sistema sono stabiliti in modo da avere risposta

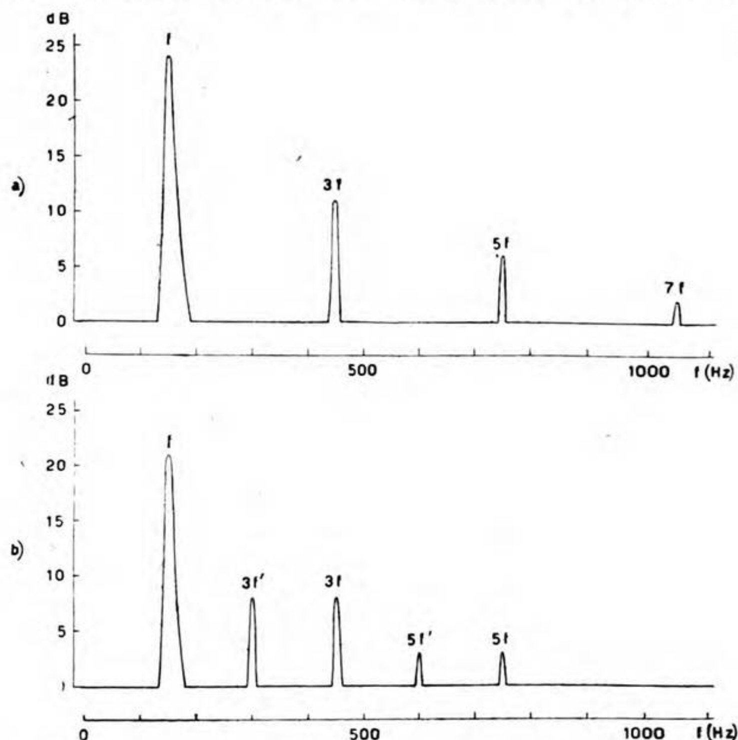


Fig. 13. — Spettro di una tensione distorta, rilevato con l'apparecchiatura descritta funzionante in modo normale (*a*), con la stessa apparecchiatura in cui la seconda tensione era resa monofase (*b*).

all'uscita del filtro per valori positivi della quantità $f_a - f_x - f_{a'}$. L'apparecchio è costruito per funzionare nell'intervallo compreso fra 30 Hz e 8 kHz; la frequenza f_a della tensione monofase deve perciò variare nell'intervallo compreso fra 12 105 Hz e 20 075 Hz, essendo 75 Hz la frequenza media del filtro.

Nella figura 13 è riportato lo spettro di una tensione distorta, rilevato una volta con l'apparecchiatura descritta funzionante in modo normale (*a*), ed un'altra volta con la stessa apparecchiatura, nella quale la seconda tensione ausiliaria era resa monofase (*b*). Il confronto dei due

diagrammi mostra il vantaggio che l'apparecchiatura descritta presenta, sotto l'aspetto dell'intelligibilità dei diagrammi ottenibili, nei confronti di un normale analizzatore eterodina con filtro a bassa frequenza.

Nei grafici della figura 14, le curve contraddistinte con *n* indicano lo spostamento della frequenza zero presentato dall'apparecchiatura descritta, in funzione del tempo trascorso dall'accensione (*a*), e delle variazioni della tensione di alimentazione (*b*). Negli stessi diagrammi, le curve contrassegnate con *m* indicano lo scorrimento della sola frequenza f_a, rispetto al suo valore nominale. Il confronto delle due curve riportate in ciascun diagramma mostra il vantaggio che l'apparecchiatura descritta presenta, sotto l'aspetto della stabilità di frequenza, nei confronti di un normale analizzatore facente uso di un filtro ad alta frequenza. Per la valutazione dell'importanza relativa degli scarti indicati, si tenga presente che la minima frequenza di funzionamento è, come si è già accennato, di 30 Hz.

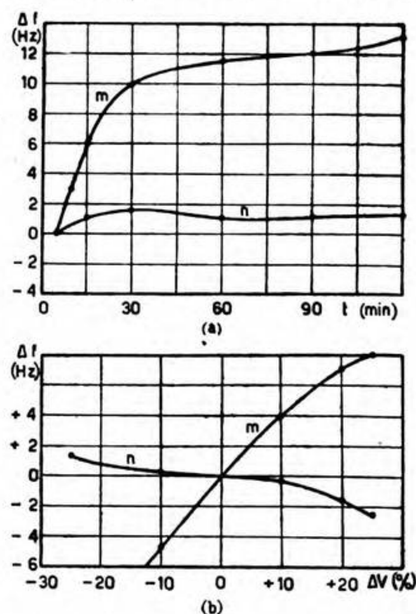


Fig. 14. — Spostamento, rispetto al valore nominale, della frequenza di una delle tensioni ausiliarie (curve *m*), e della differenza fra le frequenze delle due tensioni ausiliarie (curve *n*), in funzione del tempo trascorso dall'accensione dell'apparecchio (*a*), e degli scostamenti della tensione di alimentazione dal valore nominale (*b*).

8. - Conclusione.

Si sono descritti due procedimenti che permettono, con l'introduzione di una tensione ausiliaria polifase, di rendere univoca l'indicazione di un analizzatore eterodina facente uso di un filtro a bassa frequenza. La maggior complicazione che ne deriva è giustificata nei casi in cui si vogliano riunire i pregi degli analizzatori con filtro a bassa frequenza, e cioè la stabilità di frequenza e la possibilità di conseguire caratteristiche di selettività soddisfacenti in condizioni non critiche, col merito della univocità di indicazione e dell'elevata velocità di analisi, proprio degli analizzatori con filtro ad alta frequenza.

Lo scrivente è grato al professore M. Boella per le preziose osservazioni di cui gli è stato largo.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

BIBLIOGRAFIA

M. Pupin: Resonance analysis of alternating and polyphase currents - Trans. A. I. E. E., 1894, XI, p. 523.

I. B. Crandall a. C. F. Sacia: A dynamical study of the vowel sounds - Bell S. T. J., 1924, III, p. 232.

R. L. Wegel a. C. R. Moore: An electrical frequency analyzer - Bell S. T. J., 1924, III, p. 299; J. A. I. E. E., 1924, XLIII, p. 798.

C. R. Moore a. A. S. Curtis: An analyzer for the voice frequency range - Bell S. T. J., 1927, VI, p. 217.

A. G. Landeen: Analyzer for complex electric waves - Bell S. T. J., 1927, VI, p. 230.

M. Gruetzmacher: Eine neue Methode der Klanganalyse - E. N. T., 1927, IV, p. 533.

J. W. Horton: The empirical analysis of complex electric waves - Trans. A. I. E. E., 1927, XLVI, p. 535.

M. Gruetzmacher: Eine neue Methode der Klanganalyse - Z. f. techn. Phys., 1927, VIII, p. 506.

E. Gerlach: Ein registrierender Schallmesser und seine Anwendungen - Z. f. techn. Phys., 1927, VIII, p. 515.

E. Meyer: Ueber eine einfache Methode der automatischen Klanganalyse und der Messung der Nichtlinearität von Kohlemikrophonen - E. N. T., 1928, p. 398.

R. G. McCurdy a. P. W. Blye: Electrical wave analyzers for power and telephone systems - Trans. A. I. E. E., 1929, XLVIII, p. 1167.

M. Gruetzmacher: Klanganalyse mit einem Einfadenelektrometer - Z. f. techn. Phys., 1929, X, p. 572.

M. Kobayashi: An electrical frequency analyzer - El. Comm., 1930, VIII, p. 315.

W. Runge: Untersuchungen an amplituden- und frequenzmodulierten Sendern - E. N. T., 1930, VII, p. 488.

C. G. Suits: A thermionic voltmeter method for the harmonic analysis of electrical waves - Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 178.

H. B. Marvin: Measurement of machinery noise - El. Engng., 1931, L, p. 349.

M. Gruetzmacher: Die Fourieranalyse modulierter Hochfrequenz - E. N. T., 1931, VIII, p. 476.

L. P. Delsasso: A new acoustic analyzer-determination of the sound spectra produced by aircraft in flight - J. A. S. A., 1931, III, p. 167.

J. Diebitsch u. H. Zuhrt: Klanganalyse durch Steuerung des Sättigungsstromes einer Zweielektrodenröhre - E. N. T., 1932, IX, p. 293.

F. Eisner, H. Rehm u. H. Schuchmann: Frequenzanalyse von Flugzeuggeräuschen - E. N. T., 1932, IX, p. 324.

R. Gunn: A mechanically resonant transformer - Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 516.

M. G. Nicholson a. W. M. Perkins: A simple harmonic analyzer - Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 734.

C. H. Walter: Die Anwendung der Gleichrichterbrücke in der Messtechnik - Z. f. techn. Phys., 1932, XIII, p. 436.

L. B. Arguimbau: Wave analysis - G. R. Exp., 1933, VIII (1-2), p. 12.

F. EISNER: Ein neues Verfahren zur Frequenzanalyse und seine Anwendung zur Untersuchung von Flugzeuggeräuschen - H. F. Techn. u. El. Ak., 1933, XLII, p. 53.

W. O. OSBON a. K. A. OPLINGER: A new portable meter for noise measurement and analysis - J. A. S. A., 1933, V, p. 39.

R. FELDTKELLER: Darstellung und Messung elektrischer Vorgänge (Analyse und Statistik) - Z. f. techn. Phys., 1933, XIV, p. 456.

C. A. HARTMANN u. H. JACOBY: Technische Einrichtung zum Messen der Verzerrungen elektroakustischer Geräte und zur spektralen Analyse - E. N. T., 1935, XII, p. 163.

H. M. WAGNER: A note on fundamental suppression in harmonic measurements - Proc. I. R. E., 1935, XXIII, p. 85.

H. G. THILO u. U. STEUDEL: Analyse von Geräuschen und ihr Zusammenhang mit der Lautstärke - V. N. T. Siemens, 1935, V, p. 39/50.

C. H. WALTER u. E. FREYSTEDT: Ueber einen schreibenden Frequenzanalysator - V. N. T. Siemens, 1935, V, p. 51/65.

E. FREYSTEDT: Das « Tonfrequenz-Spektrometer », ein Frequenzanalysator mit äusserst hoher Analysiergeschwindigkeit und unmittelbar sichtbarem Spektrum - Z. f. techn. Phys., 1935, XVI, p. 533.

F. NERI: Un analizzatore armonico - L'Elettrotecnica, 1936, XXIII, p. 66.

FR. VOGEL u. U. HENNECKE: Das Tonfrequenz-Spektrometer und seine vielseitige Anwendung - V. N. T. Siemens, 1936, VI, p. 165.

T. HAYASHI a. K. KOSEKI: Frequency analyzer of directly viewing type - E. T. J., 1939, III, p. 96.

J. C. PRESCOTT: An electrostatic analyzer for complex waves of small amplitude - J. I. E. E., 1939, LXXXV, p. 302.

P. VETTERLEIN: Ein Tonfrequenzspektrometer und Tonfrequenzspektrograph mit trägheitsfreiem Umschalter - Z. f., techn. Phys., 1942, XXIII, p. 17.

CENTRO PER L'EMISSIONE DI FREQUENZE CAMPIONATE E DI UN SEGNALE ORARIO SCIENTIFICO

ANDREA PINCIROLI

Si dà notizia degli studi e delle esperienze intraprese in vista di creare presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris un centro per la radioemissione di frequenze acustiche e frequenze radio campionate e di un segnale orario di carattere scientifico.

Riconosciuta l'utilità di istituire un servizio che provveda alla radioemissione periodica di frequenze acustiche e di frequenze radio campionate (entrambe con una precisione di qualche unità su dieci milioni) e di un segnale orario di carattere scientifico (preciso a meno di un decimo di secondo), utilizzando all'uopo una delle stazioni di radiodiffusione dell'Ente Italiano Audizioni Radiofoniche (1), si è giudicato opportuno affrontare il problema. Risulteranno così integrati, assai opportunamente, gli attuali servizi di radiodiffusione con beneficio, sia dei laboratori di ricerca pura, sia delle industrie.

L'insieme, riprodotto in forma schematica nella figura 1, comprende tre distinte apparecchiature.

La prima, cioè quella per l'emissione di una frequenza acustica campione (prescelta del valore di 1000 Hz) consta di un amplificatore selettivo accordato su 1000 Hz, al cui ingresso viene applicata una tensione di pari frequenza prelevata dal campione primario di frequenza a quarzo esistente presso l'I. E. N. G. F. (2). L'amplificatore è a comando automatico dell'ampiezza della tensione di uscita.

La seconda apparecchiatura (3), destinata all'emissione di una radiofrequenza campione, per sincronizzazione di un trasmettitore della rete

(1) A tale scopo è stato istituito un duplice collegamento telefonico permanente fra l'Istituto e la sede locale dell'Ente.

(2) Il comportamento del campione primario di frequenza a quarzo viene seguito ormai da sette anni con assiduità mediante registrazioni sistematiche di parecchi segnali orari scientifici, ricevuti per radio, così da conoscere, in qualunque momento, l'errore relativo di frequenza (A. Bressi: Complesso per misure di frequenza presso l'I. E. N. G. F. - A. F., 1941, X, p. 631).

(3) All'attuazione ed ai rilievi sperimentali di essa ha utilmente collaborato l'ingegnere G. Francini.

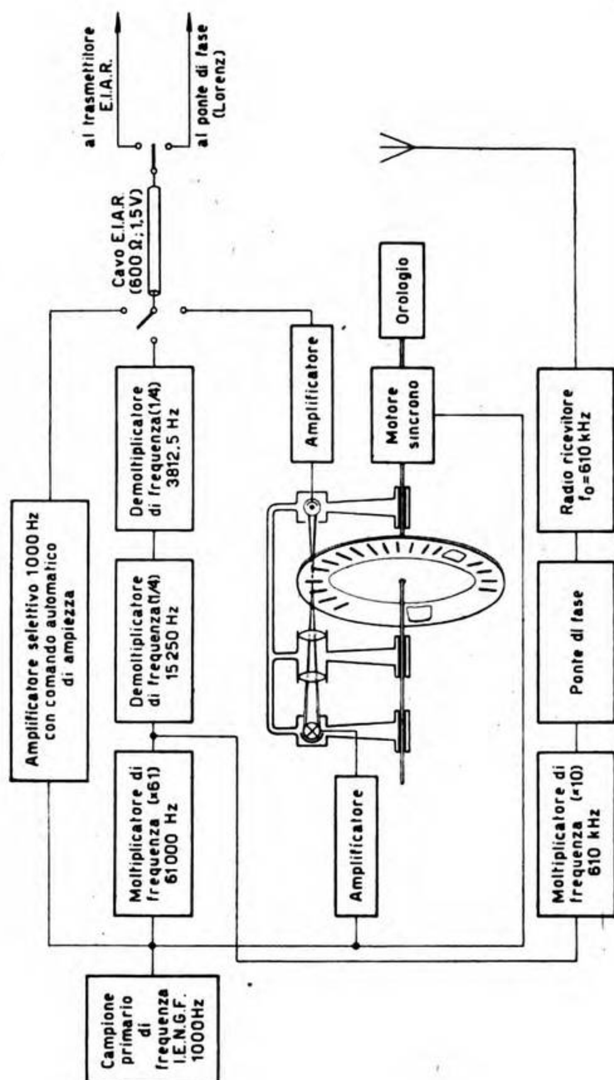


Fig. 1. — Schema di principio del centro di produzione di frequenze campione e di un segnale orario scientifico.

nazionale (4) (610 kHz) mediante un segnale a frequenza acustica (3812,5 Hz), comprende tre distinti dispositivi (parte superiore della figura 1). Il primo è un amplificatore selettivo (moltiplicatore di frequenza), che, comandato dalla frequenza 1000 Hz ottenuta dal campione primario di frequenza, fornisce all'uscita 61 000 Hz. Il secondo, costituito da un oscillatore di rilasciamento a resistenza negativa (5) attuato con tubi a campo frenante, demoltiplica la frequenza per quattro e amplifica, purificandola, la frequenza di 15 250 Hz risultante. Il terzo in fine, costituito da un oscillatore di rilasciamento analogo al precedente, effettua una seconda demoltiplicazione per quattro e amplifica la frequenza 3812,5 Hz così ottenuta. L'uscita del complesso è predisposta per l'allacciamento alla linea di collegamento con l'E. I. A. R.



Fig. 2. — Conformazione del tema del segnale orario.

È stato inoltre studiato un misuratore di fase, schematizzato nella parte inferiore della figura 1, che permette di verificare costantemente la fase dell'emissione del trasmettitore prescelto per la diffusione della radiofrequenza campione (610 kHz) rispetto alla decima armonica della frequenza del campione (61 000 Hz), disponibile presso il centro.

Per costituire il « tema » del segnale orario scientifico — insieme di impulsi e di pause (fig. 2) di un segnale della frequenza di 1000 Hz, il cui termine fornisce l'ora esatta — si è allestito il dispositivo illustrato nella parte mediana della figura 1, il quale, a differenza di altri, non fa uso di relè ed elimina quindi il pericolo degli errori, che dai relè possono essere originati. Dall'esame della figura si desume che il tema del segnale orario è ottenuto interrompendo un fascetto di luce (modulata a 1000 Hz) mediante un disco, munito di opportune fenditure, il quale viene fatto rotare uniformemente da un motore sincrono, azionato a sua volta dalla frequenza di 1000 Hz fornita dal campione primario di frequenza. Gli impulsi di luce modulata, agendo su una fotocellula, dànno origine a impulsi di corrente che, opportunamente amplificati, vengono immessi nel cavo predisposto per il collegamento a uno o più trasmettitori della rete nazionale.

---

(4) All'uopo verrà utilizzato il dispositivo di sincronizzazione (Lorentz), di cui sono dotati taluni dei trasmettitori nazionali.

(5) A. Bressi: Demoltiplicatore di frequenza a transconduttanza differenziale negativa - A. F., 1943, XII, p. 417.

L'apparecchio è munito di un dispositivo il quale permette di anticipare oppure di ritardare il segnale (anche di un solo centesimo di secondo), e ciò per poter apportare, prima dell'emissione, le correzioni che si rendessero opportune. Tale possibilità è raggiunta mediante uno

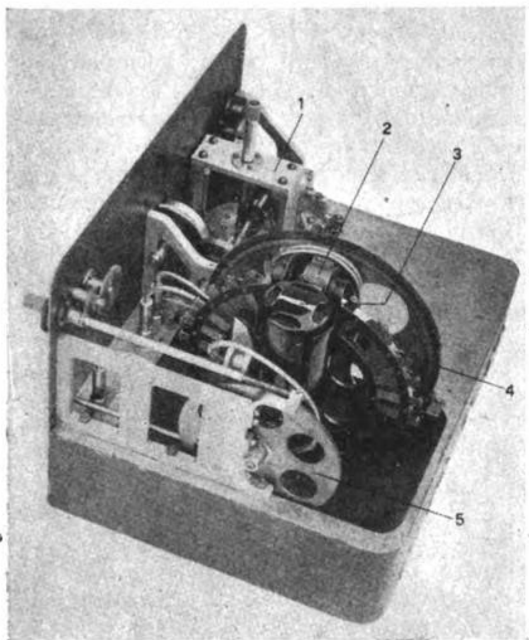


Fig. 3. — Apparecchio per la formazione del tema del segnale orario: 1, motore sincrono; 2, cellula fotoelettrica; 3, sorgente di luce modulata; 4, disco con fenditure; 5, dispositivo di correzione.

spostamento relativo (nel senso della rotazione del disco, oppure in senso opposto) della sorgente di luce e della cellula fotoelettrica, rese solidali, operazione che può essere eseguita senza arrestare il dispositivo. Per rendere precisi gli intervalli che separano la successione di impulsi, la distanza fra le fenditure radiali del disco può essere variata micrometricamente; per ciò le fenditure stesse sono aperte entro telaietti che possono esser fatti scorrere secondo una direzione leggermente obliqua rispetto al raggio del disco.

L'apparecchio, rappresentato nella figura 3, è stato progettato dall'I. E. N. G. F. ed è stato costruito e generosamente donato dalla Società F. I. A. T., grazie all'interessamento ed alla preziosa collaborazione dei Capi dello Stabilimento Grandi Motori.

Dei tre problemi posti allo studio, il primo, quello dell'emissione di una frequenza acustica campione, è già stato risolto sotto ogni aspetto. Oltre allo studio ed alla prova delle apparecchiature in se stesse, per oltre un semestre, è stata intrapresa una emissione sperimentale che, tra l'altro, ha permesso di giudicare dell'attitudine del trasmettitore prescelto a servire, con intensità di campo ritenuta sufficiente, tutto il territorio nazionale (6).

In merito agli altri due problemi sono stati compiuti, per ora nell'ambito del laboratorio, ampi rilievi sperimentali sulle apparecchiature, i quali hanno permesso di verificare la loro rispondenza allo scopo.

In relazione col problema in esame è stato altresì progettato ed sperimentato un secondo campione primario di frequenza, il quale comprende taluni elementi — piezooscillatore (7) e multivibratore (5) — che, sotto diversi aspetti, sembrano presentare vantaggi rispetto ai tipi fin qui adoperati.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

(6) Hanno collaborato, oltre all'E. I. A. R., l'Istituto Sperimentale delle Comunicazioni, l'Istituto Nazionale di Elettroacustica O. M. Corbino ed altri.

(7) A. PINCIROLI: Sopra un nuovo oscillatore piezoelettrico - A. F., 1942, XI, p. 341.

A. PINCIROLI: Piezooscillatori a resistenza negativa - A. F., 1944, XIII, p. 18.

CLASSIFICAZIONE DEI FREQUENZIOMETRI ELETTRONICI A CARICA E SCARICA DI CONDENSATORE

CLAUDIO EGIDI

Un'analisi comparativa dei vari frequenziometri elettronici a carica e scarica di condensatore comparsi nella letteratura permette di comprenderli tutti in un'unica classificazione. Questa è basata sulla suddivisione di tali apparecchi in tre parti fondamentali, di cui la prima costituisce il sistema trasformatore di forma d'onda dell'oscillazione in esame, la seconda il sistema rivelatore e di misura, la terza il sistema di alimentazione.

La classificazione proposta conduce ad un circuito equivalente di tipo generale che rappresenta tutti gli apparecchi esaminati, e ne mette in evidenza le caratteristiche, consentendo inoltre di individuare i possibili miglioramenti.

1. - Premessa.

I frequenziometri elettronici a carica e scarica di condensatore sono stati ampiamente trattati nella letteratura e attuati in forme talmente varie da risultarne talora mascherata, a prima vista, la genesi comune.

È apparso perciò di una certa utilità tracciare una classificazione dei vari modelli, allo scopo di farli rientrare tutti in un unico quadro, come estensione ed approfondimento della classificazione generale dei frequenziometri a lettura diretta, esposta in un lavoro precedente (1).

2. - Principio di funzionamento e parti essenziali di un frequenziometro elettronico.

Il principio comune di funzionamento per tutti i frequenziometri qui considerati consiste nel ridurre, in modo opportuno, la misura della frequenza a quella di una corrente e di una tensione, oppure a quella di una sola corrente, ove la tensione sia mantenuta costante; le tre grandezze sono legate dalla relazione (2):

$$I_R = K\, C\, f\, \Delta V\,, \qquad [1]$$

la quale esprime che la corrente rivelata I_R è proporzionale (uguale

(1) C. EGIDI: Frequenziometri a lettura diretta - A. F., 1943, XII, p. 324.
(2) F. VECCHIACCHI: Frequenziometri a lettura diretta - A. F., 1937, VI, p. 279.

per $K = 2$) al valor medio convenzionale della corrente che percorre una capacità fissa C, cui venga applicata una tensione periodica $v_c(t)$ di frequenza f e di escursione ΔV ([3]), nota e considerata in valore e segno; le unità di misura sono quelle del sistema Giorgi.

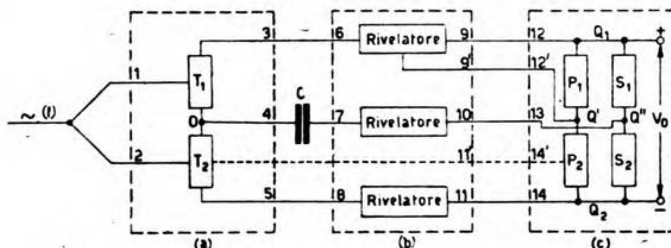


Fig. 1. — Schema di principio del frequenziometro a carica e scarica di condensatore: *a*, sistema trasformatore; *b*, sistema di rivelazione e di misura; *c*, sistema di alimentazione.

La validità dell'equazione [1] è soggetta ad una sola limitazione, riguardante la forma d'onda della tensione v_c, in quanto è necessario che questa presenti un solo massimo e un solo minimo per ciclo (si veda l'appendice).

Poichè, per maggiore generalità d'impiego, si deve ammettere che l'oscillazione di cui si vuol misurare la frequenza non soddisfi tale limitazione e possegga un'escursione arbitraria, è necessario effettuarne una trasformazione di forma d'onda, ricavandone una tensione alternata di escursione nota, con la medesima frequenza fondamentale di quella, ma con un solo massimo e un solo minimo per ciclo. Appare dunque essenziale in questi frequenziometri una parte che si può definire come *sistema trasformatore di forma d'onda* (parte *a* della figura 1).

Altra parte essenziale di un frequenziometro è il *sistema di rivelazione e di misura* (parte *b* della medesima figura), il quale provvede a misurare la grandezza I_R, proporzionale al valore medio della corrente che percorre il condensatore.

Infine occorre un *sistema di alimentazione* (parte *c*), il quale produca la tensione costante V_0, nota o no, secondo che si voglia effettuare una taratura assoluta dell'apparecchio, oppure una semplice graduazione per confronto.

([3]) Ciò che qui si denomina « escursione » della tensione, considerata come funzione periodica del tempo, corrisponde a quella che nel linguaggio dell'analisi funzionale è l'« oscillazione della funzione » in un determinato intervallo di variazione della variabile indipendente. In questo caso $\Delta V = \pm \mid v_{max} - v_{min} \mid$, dove il segno + indica che la tensione passa dal minimo al massimo e il segno — il contrario [loc. cit. nota ([1]), p. 341].

3. - Sistema trasformatore di forma d'onda.

Per il sistema trasformatore si possono considerare due classi fondamentali. La prima è caratterizzata da un dispositivo di stabilizzazione dell'ampiezza della tensione in esame, preceduto da un filtro che ne renda la forma sinusoidale; essa quindi trova tipica applicazione per campi di frequenza poco estesi ed è costituita dai frequenziometri a variazione d'impedenza, del tipo a misura di corrente ([4]), per i quali, detto V il valore efficace della tensione e I quello della corrente, la [1] si riduce all'espressione $I = \omega C V$, evidentemente deducibile in modo diretto.

Per la seconda classe di sistemi trasformatori, alla quale particolarmente si fa riferimento nel presente lavoro, si ricorre usualmente ad un sistema elettronico di interruzione, mediante il quale al condensatore C è applicata ad intermittenza una tensione continua V_0, in modo che l'escursione ΔV della tensione, che si localizza tra le sue armature, sia tendenzialmente uguale a V_0, mentre la frequenza è determinata dal sistema d'interruzione comandato dall'oscillazione in esame; si conferiscono in tal modo alla tensione trasformata le caratteristiche di forma d'onda quasi rettangolare, con escursione praticamente uguale alla tensione continua V_0 e frequenza di alternanze uguale a quella dell'oscillazione in esame. Va tenuto presente che la forma quasi rettangolare non è necessaria, poichè la validità della [1] non la richiede, ma è conseguenza diretta dell'uso di un interruttore elettronico nel modo già detto.

Tenuto conto del fatto che la differenza fra V_0 e ΔV, portata dall'impedenza dei tratti di circuito interposti, è normalmente assai lieve, conviene modificare la [1], introducendo V_0 al posto di ΔV e sostituendo quindi K con il coefficiente di rivelazione effettiva $K' = \alpha K$, che è poco minore di K, in quanto il fattore di correzione α è generalmente poco minore di 1 (esso tiene conto altresì dell'efficienza del sistema rivelatore). Si può scrivere quindi:

$$I_R = K' C f V_0 .$$

Poichè, con le usuali forme di attuazione dell'interruttore elettronico, la frequenza f determinante la I_R è il numero di cicli di carica e scarica del condensatore nell'unità di tempo, uguale al numero di coppie d'inversioni di segno che l'oscillazione in esame presenta nello stesso intervallo, consegue per la forma d'onda di questa la limitazione, la sola in linea di principio, che essa non presenti più di una coppia di passaggi per lo zero in ciascun periodo. Il contenuto armonico tollerabile nella tensione in esame, perchè essa soddisfi alla condizione ora posta, può variare entro ampi limiti, secondo la relazione di fase che intercede fra la fondamentale, di ampiezza A, e la armonica o le armoniche, di ampiezza

([4]) Loc. cit. nota ([1]), p. 332.

$A_n = \alpha_n A$. Precisamente, nel caso che una sola armonica di ordine n accompagni la fondamentale, si verificano più di due inversioni di segno in un periodo se α_n è compreso fra $1/n$ ed 1, ove i limiti corrispondono alle condizioni di fase rispettivamente più sfavorevole e più favorevole. Nel caso invece di più armoniche, ove si designi con p l'ordine della più elevata che si ritiene necessario considerare, tale eventualità si presenta fra il limite inferiore dato da $\sum_{n=2}^{n=p} n\,\alpha_n = 1$ e quello superiore $\sum_{n=2}^{n=p} \alpha_n = 1$.

Il sistema trasformatore è costituito sostanzialmente, nel caso più generale, da un organo a cinque morsetti ($1 \div 5$ nella figura 1), contenente due interruttori elettronici T_1 e T_2. Fra i morsetti 3 e 5 è applicata una tensione continua V_0; il morsetto 4, connesso ad una delle due armature del condensatore di misura, assume alternativamente i potenziali dei punti 3 e 5, secondo che siano T_1 chiuso e T_2 aperto o viceversa.

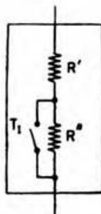


Fig. 2. — Circuito equivalente teorico di un interruttore elettronico.

Con approssimazione spesso accettabile, gl'interruttori elettronici T_1 e T_2 si possono immaginare costituiti secondo lo schema equivalente della figura 2, nel quale R' rappresenta la resistenza dell'interruttore chiuso, con R' generalmente molto più piccolo di R''. Il ritmo del fenomeno di apertura e chiusura è regolato dalla tensione alternata in esame che, attraverso i morsetti 1 e 2, pilota le griglie di comando dei tubi, e dipende soltanto dalla frequenza delle sue inversioni di segno, senz'altra relazione con la forma della tensione stessa.

La prima attuazione dello schema di principio riportato nella parte *a* della figura 1 dette luogo ad un frequenziometro a interruzione doppia [il cosiddetto frequenziometro R. I. E. C. (5) (6)], che nel sistema trasformatore utilizza l'effetto di conduttanza unilaterale di due triodi in cascata. In essi infatti la conduttanza anodica può venire praticamente annullata, polarizzando le griglie all'interdizione, e resa invece assai grande (circa 0,01 S, cioè resistenza anodica di un centinaio di ohm), rendendo le griglie positive. Per ottenere il ritmo voluto è però necessario che le

---

(5) F. Guarnaschelli e F. Vecchiacchi: Un frequenziometro eterodina ed un frequenziometro a lettura diretta per la gamma acustica - L'Elettrot., 1930, XVII, p. 224; Pubbl. R. I. E. C., 1930, 48.
F. Guarnaschelli a. F. Vecchiacchi: Direct-reading frequency meter - Proc. I. R. E., 1931, XIX, p. 659 e 1506.
(6) Loc. cit. nota (2), p. 287 e 302.

griglie stesse vengano eccitate in controfase, il che si può conseguire in vari modi (6). Si ha così lo schema generico della figura 3 *a*, nel quale la tensione V_1, che perviene ai morsetti 1 e 2, viene trasformata nelle V'_2 e V''_2, tra loro in opposizione di fase rispetto al senso catodo-griglia

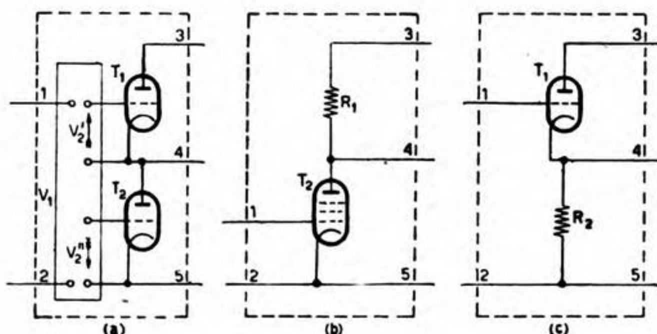


Fig. 3. — Schemi particolari per l'attuazione del sistema trasformatore: ***a***, a interruzione doppia; ***b***, ***c***, a interruzione semplice.

dei due tubi. La trasformazione può essere ottenuta sia con un trasformatore a tre avvolgimenti sia con un qualunque altro dispositivo, per esempio elettronico, invertitore di fase.

In una seconda attuazione semplificata (fig. 3 *b*) l'interruttore T_2 è ancora costituito da un triodo (o meglio da un tetrodo o pentodo) e T_1 invece da un semplice resistore, di valore elevato e intermedio fra i valori estremi raggiunti, nel ciclo, dalla resistenza anodica *integrale* del tubo, cioè dal rapporto fra i valori istantanei di tensione e di corrente anodica.

Si può ancora connettere l'anodo del tubo direttamente alla sorgente di tensione anodica e disporre il resistore in serie con il catodo, come nella figura 3 *c* (T_1 cioè è un tubo e T_2 un resistore), ma la soluzione non appare conveniente, allorchè interessi poter elevare la frequenza massima di funzionamento, per la presenza della capacità parassita del tubo rispetto a terra. Tale soluzione è stata scelta, ad esempio, per particolari motivi, nell'apparecchio di cui alla nota (11), il cui circuito è piuttosto complesso, ma può essere ricondotto a quello della figura 3 *c*.

Gli schemi delle figure 3 *b* e 3 *c* sono ad interruzione semplice, mentre quello della figura 3 *a* è ad interruzione doppia.

Sotto l'aspetto del funzionamento lo schema della figura 3 *a* appare più corretto degli altri due, in quanto in esso soltanto può essere soddisfatta la condizione che uno dei due interruttori equivalenti sia sempre aperto. La necessità di pilotare le griglie esattamente in controfase urta tuttavia contro difficoltà di attuazione che crescono con l'aumentare della frequenza, così da limitare l'uso di quello schema a

valori di frequenza non troppo alti, se si vuole evitare, come nel caso di rivelazione con semplice strumento a bobina mobile (tipico frequenziometro R. I. E. C.), la sovrapposizione dei periodi di conducibilità dei due tubi.

Le inevitabili resistenze interne degl'interruttori (che essi presentano anche quando sono chiusi) o degli organi che li sostituiscono, hanno per conseguenza che l'escursione ΔV della tensione fra le armature del condensatore non può raggiungere, come si è già accennato, il valore V_0 e lo scostamento è tanto maggiore, a parità di altre condizioni, quanto più elevata è la frequenza. Tale perturbazione può essere messa a calcolo ponendo in relazione le costanti di tempo di carica e di scarica del condensatore, $R_c C$ ed $R_s C$, con le durate τ_1 e τ_2 delle due alternanze della tensione in esame, che possono eventualmente non essere tra loro uguali e che costituiscono il periodo $T = \tau_1 + \tau_2$.

Di entrambi questi elementi, rispettivamente relativi alle caratteristiche del circuito ed a quelle dell'oscillazione da esaminare, viene tenuto conto in un'equazione, la quale fornisce il valore dell'errore relativo che si manifesta nella corrente rivelata rispetto alla linearità:

$$\varepsilon = 1 - \frac{(1-\alpha_1)\,(1-\alpha_2)}{1-\alpha_1\,\alpha_2}\,.$$

L'espressione — già nota per il caso particolare $\alpha_1 = \alpha_2 = T/2$ (⁷) — è, come si vede, simmetrica rispetto ai due termini costituenti, che valgono $\alpha_1 = e^{-\frac{1}{R_c C}\tau_1}$, $\alpha_2 = e^{-\frac{1}{R_s C}\tau_2}$.

Nel caso particolare che sia $R_c = R_s$ e $\tau_1 = \tau_2 = T/2 = 1/(2f)$, si può calcolare il valore massimo che il prodotto $Cf R$ può assumere senza che lo scostamento rispetto alla linearità superi un certo limite. Posto ad esempio che quest'ultimo sia prefissato nell'1‰, si trova $CfR \leq 0{,}07$, mentre si avrebbe $CfR \leq 0{,}1$, ove si tollerasse uno scarto dell'1%. Più in generale, se $R_c \neq R_s$, chiamando R_m la maggiore delle due, si può prudenzialmente porre il limite dato da $CfR_m \leq 0{,}05$ (⁸), per mantenersi con lo scostamento dalla linearità al di sotto dell'1‰.

Frequenziometri nei quali sia soddisfatta tale diseguaglianza hanno una curva di taratura, $I_R = \varphi(f)$, lineare e possono chiamarsi « a carica e scarica naturali ».

Per quanto riguarda la scelta delle costanti di tempo RC, è forse superfluo osservare come, per ridurne i valori, convenga agire sulle R anzichè sulla C, perchè diminuendo quest'ultima si avrebbe nel contempo una diminuzione della corrente rivelata (vedasi l'equazione [1]), che potrebbe risultare così troppo modesta in relazione con i mezzi di

(⁷) L. PAJETTA: Frequenziometro elettronico ad indicazione diretta per alte frequenze - Radio e Televisione, 1938, III, p. 47 e 113.
(⁸) Loc. cit. nota (³), p. 297.

misura disponibili. Tuttavia negli schemi ad interruzione semplice, nei quali uno dei due interruttori elettronici del sistema trasformatore è sostituito da un resistore, la resistenza di questo deve essere tenuta elevata, affinchè di fronte ad essa risulti trascurabile quella anodica del tubo, negli istanti in cui questo è conduttore. In tal caso quindi, nello stabilirne il valore, si deve adottare una soluzione di compromesso fra le due diverse esigenze.

Un dispositivo per conservare la linearità alla scala, pure con costanti di tempo non tanto piccole in confronto col periodo (9) (10), utilizza tubi elettronici ausiliari per troncare le correnti di carica e scarica prima che abbiano a terminare le alternanze relative. In tal modo, come si vede nella figura 4, ai normali andamenti delle curve di tensione e di corrente, disegnati a tratti, vengono sostituiti quelli indicati con linee piene, così da poter diminuire la durata delle alternanze, cioè aumentare la frequenza, senza modificare le quantità di elettricità di carica e scarica relative ad un periodo, cioè senza pregiudizio per la linearità. Frequenziometri di tal fatta possono denominarsi « a carica e scarica accorciate ».

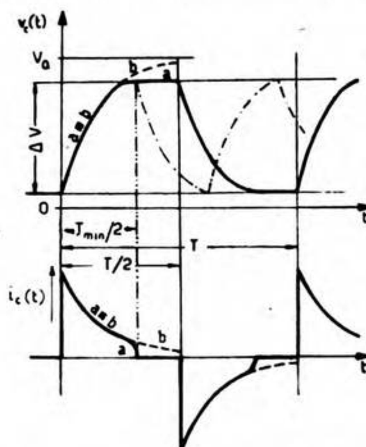


Fig. 4. — Andamenti della tensione $v_c(t)$ ai capi del condensatore C e della corrente capacitiva $i_c(t)$ con (curve *a*, a linea piena) e senza (curve *b*, a tratti) dispositivi per l'accorciamento dei tempi di carica e scarica; la curva a tratto e punto corrisponde alla frequenza massima di funzionamento corretto.

In pratica i circuiti descritti possono costituire l'intero sistema trasformatore oppure soltanto lo stadio finale di esso. In questo secondo caso essi vengono preceduti da un congruo numero di stadi, connessi ad esempio secondo la nota disposizione degli amplificatori a resistenza e capacità o di quelli a trasformatore; si noti tuttavia che quest'ultimo può essere causa di inconvenienti, per oscillazioni proprie, in caso di grandi ampiezze.

Per quanto riguarda la natura dei tubi, si tratta in generale del tipo ad alto vuoto. Tubi a gas sono stati usati con buoni risultati (11), quando però ci si poteva limitare a frequenze di 6 ÷ 7 kHz.

---

(9) T. FECKER: Unmittelbar anzeigender Frequenzmesser für grossen Bereich - E. N. T., 1936, XIII, p. 205.
(10) A. WAHL: Unmittelbare Frequenzmessung durch Kondensatorladung - A. T. M., 1938, 85, p. T85, (V 3612-8).
(11) F. V. HUNT: A direct-reading frequency meter suitable for high speed recording - R. S. I., 1935, VI, p. 43.

4. - Sistema di rivelazione e di misura.

Il condensatore di misura C, che è l'elemento fondamentale del frequenziometro, non fa parte di alcuna delle tre sezioni in cui è diviso lo schema di principio della figura 1; è stato posto fra la prima e la seconda, ma lo si sarebbe potuto sistemare ugualmente fra la seconda e la terza, cioè fra i morsetti 10 e 13. Infatti esso deve ricevere la tensione continua dal sistema di alimentazione, previa interruzione attraverso il sistema di trasformazione. Nella figura 1 l'armatura di sinistra del condensatore è collegata col sistema trasformatore attraverso il morsetto 4 e sottoposta al potenziale periodico corrispondente, quella di destra è collegata al sistema rivelatore attraverso il morsetto 7 ed è sottoposta ad un potenziale fisso, intermedio fra quello dei morsetti 9 e 11, od eventualmente coincidente con uno di essi ($+V_0$ o $-V_0$), secondo i valori prescelti per gli elementi S_1 ed S_2.

Si noti come, agli effetti della corrente capacitiva, sia indifferente il valore del potenziale fisso del morsetto 10, ossia del punto Q'', cioè il rapporto fra le tensioni che si localizzano ai capi degli elementi di partizione S_1 ed S_2. In base tuttavia ad altre considerazioni, suggerite per esempio dalla convenienza di semplificare i circuiti eliminando S_1 ed S_2, viene talora più semplicemente collegato il punto Q'' con Q_2 oppure con Q_1, come è stato detto or ora. Nel primo caso il circuito superiore, comprendente C, T_1 ed S_1, può denominarsi circuito di carica e quello inferiore, comprendente C, S_2 e T_2, di scarica; nel secondo caso le denominazioni si scambiano.

Per quanto riguarda la corrente capacitiva, mentre il circuito O - Q'', attraverso il condensatore, è percorso da impulsi bidirezionali (naturalmente a valor medio nullo), i conduttori 6-9 e 8-11 sono percorsi da impulsi unidirezionali, che, nel primo caso sopra considerato, sono rispettivamente di carica e di scarica (con valor medio diverso da zero).

Qualora il sistema trasformatore sia del tipo a interruzione semplice, anche eliminando la capacità C il circuito 6-3-T_1-O-T_2-5-8 è percorso da una corrente continua il cui valore è diverso, secondo che sia presente o no la tensione in esame, e dipende dalla durata relativa delle due alternanze di quella.

Lo strumento di misura può essere disposto in una qualunque delle tre posizioni indicate con « Rivelatore » nella figura 1 e fornisce valori di corrente che dipendono sia dalla posizione sia dal tipo prescelto per la rivelazione.

Con lo strumento nella posizione centrale (fra i morsetti 7 e 10) può venire rivelata l'intera corrente capacitiva, usando un rivelatore a ponte di Grätz: si ottiene così lo schema a rivelazione di entrambe le semionde della figura 5 *a* (il coefficiente di rivelazione K dell'equazione [1] risulta in tal caso uguale a 2); oppure soltanto la corrente di carica o di scarica, usando un rivelatore a due diodi (fig. 5 *b*) o a diodo e resistenza (fig. 5 *c*): gli schemi corrispondenti sono a rivelazione

di una sola semionda (K risulta ora uguale a 1). In tutti questi casi vengono eliminati gli elementi P_1 e P_2 e i conduttori 9'-12' e 11'-14', che compaiono nello schema generale della figura 1.

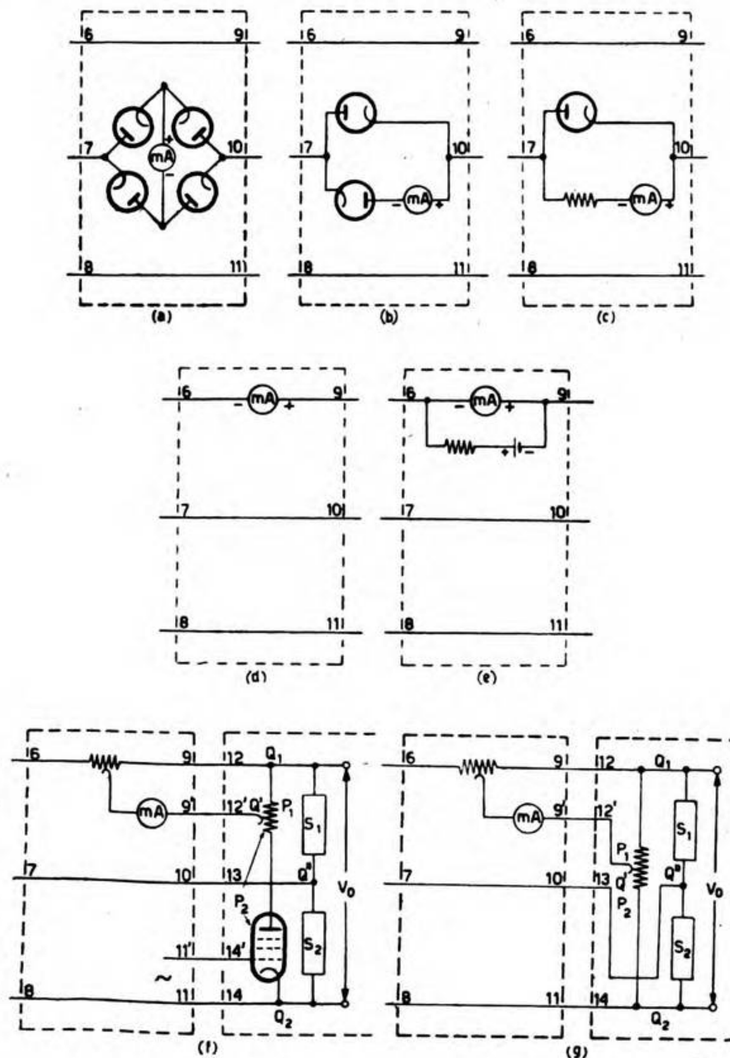


Fig. 5. — **Schemi particolari per l'attuazione del sistema di rivelazione:** ***a, b, c,*** **rivelatore in serie con il condensatore di misura;** ***d, e,*** **rivelatore costituito da un milliamperometro a bobina mobile, in serie con il circuito di carica o di scarica;** ***f, g,*** **rivelatore a ponte.**

Con lo strumento nella posizione superiore (o in quella inferiore, che dal lato funzionale è del tutto equivalente) gli impulsi di corrente sono unidirezionali e quindi il rivelatore può essere costituito da un semplice strumento a bobina mobile (fig. 5 *d*). Una tale soluzione non appare però conveniente nel caso degli schemi delle figure 3 *b* e 3 *c*, a causa della corrente continua che, come si è detto, transita indipendentemente dalla presenza della capacità *C*; si potrebbe ricorrere ad una batteria di compensazione, com'è indicato nella figura 5 *e*, ma la soluzione più conveniente è fornita dai dispositivi a ponte, dei quali due appaiono più degli altri notevoli: il primo, in particolare, consente di ridurre notevolmente l'influenza di una variazione nel rapporto tra la durata delle due alternanze della tensione in esame. In esso (fig. 5 *f*) il lato di compensazione è percorso da corrente alternata (di forma quasi rettangolare) uguale a quella che percorre il conduttore 6-9 in assenza del condensatore *C* e si usa un sistema trasformatore come in figura 3 *b*: il complesso vien detto frequenziometro «a ponte» ([12]). Usando due tubi simili, le variazioni di corrente provocate da instabilità delle tensioni di filamento si ripercuotono ugualmente nei due lati del ponte; in tale circuito la compensazione della corrente di riposo viene di solito effettuata in modo da ottenere indicazione nulla per $C = 0$. Nel secondo dispositivo (fig. 5 *g*) il lato di compensazione è percorso da corrente continua; con questo schema, associato per esempio a quello della figura 3 *b*, si può compensare la corrente rivelata in corrispondenza di un arbitrario valore di frequenza in modo da poter misurare con buona sensibilità piccoli scarti di frequenza sopra e sotto tale valore. Lo stesso dispositivo si può associare più convenientemente con quello della figura 3 *a* ([13]).

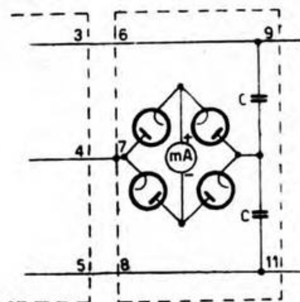


Fig. 6. — Circuito con due condensatori uguali.

Tra i diversi schemi proposti dai vari autori, riportabili tutti a quelli sopra indicati, si segnala quello della figura 6 ([14]). In esso la corrente che percorre il rivelatore è doppia di quella che si avrebbe con un solo condensatore, perchè quando uno dei due si carica l'altro si scarica e viceversa; peraltro non appare esservi alcuna differenza funzionale rispetto al caso di un unico condensatore avente capacità doppia e pertanto anche in questo caso il coefficiente di rivelazione *K* vale 2 e non 4, se come capacità si considera 2 *C*.

(12) Loc. cit. nota (3), p. 304; e loc. cit. nota (7), p. 48.
(13) Loc. cit. nota (3), p. 311.
(14) M. Kobayasi a. H. Uchida: Direct-reading frequency meter - Nippon El. Comm. Engng., 1938, 12, p. 396.

5. - Sistema di alimentazione.

Si prendano nuovamente in considerazione il paragrafo 2 e l'equazione [1]. Nell'intento di valutare la frequenza mediante la misura della sola corrente, ove si disponga di un condensatore fisso di ottima qualità, avente cioè capacità molto stabile al variare della temperatura, due sono le soluzioni possibili.

La prima, generalmente usata, consiste nel rendere molto stabile la tensione V_0, mediante sistemi stabilizzatori particolarmente efficienti. La seconda consiste nel rendere variabile il coefficiente di rivelazione K' in funzione della tensione V_0, secondo un legame di proporzionalità inversa fra i due, in guisa da compensare le eventuali variazioni di quest'ultima; in tal modo la corrente I_R risulta indipendente, entro certi limiti, dalle variazioni di V_0.

La disposizione ora accennata usa per la rivelazione lo schema della figura 5 *c*, nel quale però il semplice diodo a conduttanza fissa è sostituito da uno a conduttanza comandata, ottenuto mediante un triodo a funzionamento invertito [15]. In questo tubo infatti la tensione alternata di forma approssimativamente rettangolare viene addotta all'anodo, mentre alla griglia perviene una semplice tensione continua, destinata a comandare la conduttanza anodica.

Le due soluzioni ora accennate, che hanno lo scopo di rendere la taratura del frequenziometro indipendente dalla tensione di alimentazione, hanno due campi di applicazione tipicamente diversi; cioè la prima è applicata preferibilmente per frequenziometri a consumo normale alimentati dalla rete a corrente alternata, con tubi elettronici a riscaldamento indiretto e tensione anodica stabilizzata in generale mediante tubi a luminescenza ed eventualmente anche con resistori a ferro-idrogeno; la seconda trova applicazione per frequenziometri a consumo ridotto alimentati da pile, i quali per certe forme d'impiego sono preferibili. I primi si può ritenere assorbano una potenza di alimentazione da 50 a 100 W; i secondi, circa un decimo della precedente, con opportuni accorgimenti nella loro esecuzione.

6. - Conclusioni.

La classificazione presentata è riassunta nella tabella I.

Notoriamente le caratteristiche di funzionamento dei frequenziometri sono molto pregevoli, sia per il vasto campo di frequenza ricopribile (si va normalmente da 10 Hz a 30 ÷ 60 kHz e, con schemi speciali, fino a qualche megahertz), sia per i valori minimi di tensione dell'oscillazione in esame (dell'ordine di 0,1 V) e della potenza relativa (dell'ordine dei microwatt), sia per la forma d'onda, che può essere qualunque, purchè in essa non si abbiano più di due inversioni di segno per ciclo e

(15) Di tale disposizione si è fatto cenno nell'articolo citato nella nota (1) (p. 342).

TABELLA I.

Sistema trasformatore		Sistema rivelatore			Sistema di alimentazione
a interruzione doppia	con due tubi in cascata	in serie con il condensatore	a rivelazione di entrambe le semionde	con quattro diodi a ponte di Grätz	a tensione stabilizzata
a interruzione semplice	con tubo e resistore anodico		a rivelazione di una sola semionda	con due diodi	a **compensazione**, agendo sul sistema **rivelatore** a conduttanza comandata (con triodo invertito e resistenza)
	con tubo e resistore catodico			con diodo e resistenza	
				con triodo invertito e resistenza	
		in serie con il circuito di carica o di scarica	a rivelazione di impulsi unidirezionali	con milliamperometro a bobina mobile	
				con compensazione a batteria	
				a ponte con compensazione a corrente periodica	
				a ponte con compensazione a corrente continua	

purchè la durata della più breve fra le due alternanze sia sufficiente per la carica del condensatore (a meno di non anteporre all'apparecchio una particolare rete filtrante, che metta in maggiore evidenza la fondamentale dell'oscillazione). La precisione che si può conseguire è veramente notevole e la stabilità delle indicazioni molto elevata anche a lungo periodo: per variazioni del $\pm$ 10% nella tensione di rete, le variazioni d'indicazione si possono ridurre al $\pm$ 0,5% (9).

Da quanto si è esposto appare come, non ostante la loro notevole varietà, tutti i frequenziometri elettronici a carica e scarica di condensatore possano ricondursi ad un unico schema di principio, scindibile in tre parti: le diverse attuazioni di ciascuna di queste, variamente combinate fra loro, dànno luogo alla totalità degli apparecchi descritti nella letteratura. L'inquadramento di esse in un unico schema organico, oltre a favorire la comprensione del principio di funzionamento, appare assai utile per porre in evidenza i pregi e i difetti delle soluzioni già adottate e per mettere in luce eventuali possibilità future.

Chi scrive è lieto di porgere i più vivi ringraziamenti al professore Vallauri per i suggerimenti di modifiche e aggiunte al presente lavoro, e ai professori Boella e Pinciroli per i loro utili consigli.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

APPENDICE

La nota relazione $I_R = KCf\,\Delta V$, di cui sono state già fornite dimostrazioni analitiche esaurienti (15), può essere dimostrata più sinteticamente come segue.

Quando il potenziale del condensatore passa dal valore minimo al massimo della sua variazione periodica di escursione ΔV, esso si carica di una quantità di elettricità $\Delta Q = C\,\Delta V$ e tale relazione è di validità del tutto generale, qualunque sia il tipo della funzione $v_c\,(t)$; successivamente C si scarica della stessa quantità di elettricità. Poichè tale fenomeno si ripete f volte per ogni secondo, il valor medio convenzionale della corrente capacitiva risulta proporzionale a $C\,f\,\Delta V$.

Ora si noti che il rivelatore integra le quantità di elettricità in un verso determinato, se è semplice, oppure le integra in entrambi i versi sommandone i valori assoluti, se è doppio. È quindi necessario non avere massimi e minimi intermedi fra i due estremi, cioè occorre che la v_c presenti soltanto un massimo e un minimo per ogni ciclo, se non si vuole che la corrente I_R risulti errata in eccesso.

---

(15) Loc. cit. nota (3), p. 281 e 282.

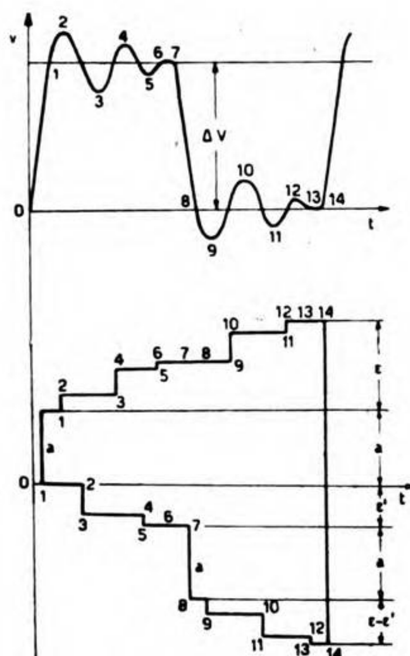


Fig. 7. — Errori di misura dovuti ad imperfezioni tecniche del sistema trasformatore.

A causa di imperfezioni tecniche nel sistema trasformatore possono, ad esempio, verificarsi nella tensione all'uscita di esso ondulazioni del tipo di quelle della figura 7, qualunque sia la forma della tensione all'entrata. Esse possono esser prodotte da oscillazioni libere, che si manifestano nei circuiti allorchè la tensione trasformata presenti una forma prossima a quella rettangolare. In tal caso le quantità di elettricità rivelate corrispondono alla somma dei segmenti verticali, tracciati nella parte inferiore della figura 7: essi sono proporzionali alle differenze di potenziale relative ai punti considerati in ordine progressivo sulla curva; cioè si avranno quantità di elettricità proporzionali ad $a + \varepsilon$, se il rivelatore è semplice, e a $2\,(a + \varepsilon)$, se il rivelatore è doppio, mentre i segmenti a e $2a$ fornirebbero rispettivamente la misura esatta della frequenza. Gli errori percentuali corrispondenti sono dunque uguali nei due casi e pari a $100\ \varepsilon/a$.

LETTERE AL DIRETTORE

Sulla precisione della frequenza di accordo dei circuiti oscillatori.

Nella pratica delle misure elettriche in genere e di quelle ad alta frequenza in particolare, mi sembra che si possano stabilire per una certa grandezza tre specie di precisioni, ovvero, con termine forse preferibile, di imprecisioni:

a) imprecisione di lettura,

b) imprecisione di taratura,

c) imprecisione della grandezza.

Le due ultime riguardano i metodi di misura e le grandezze di confronto, mentre la prima specie, che è quella che particolarmente forma oggetto della presente comunicazione, entra in campo ogni qual volta si debba leggere su una scala graduata il valore di una grandezza variabile in modo continuo: esempio tipico, nel campo delle comunicazioni elettriche, si ha nei dispositivi di accordo mediante condensatore variabile oppure mediante variometro.

In un punto generico del quadrante, su cui si sposta l'indice collegato alla parte mobile del dispositivo, si potrebbe definire l'imprecisione di lettura con la seguente espressione:

$$I_{1l} = \frac{dG}{d\alpha} \frac{1}{G}, \qquad [1]$$

nella quale G è la grandezza ed α (che potrebbe ad esempio essere un angolo) determina la posizione dell'indice sulla scala.

Nella tecnica si ha però da fare con scale e quadranti graduati e, se da una parte si desidererebbe spesso aumentare la suddivisione dell'intero campo, dall'altra s'incontrano ad un certo punto difficoltà tecnologiche sia nel tracciamento delle graduazioni, sia nell'eliminazione dei giuochi delle catene cinematiche, nonchè difficoltà di apprezzamento visivo, non sempre essendo possibile di ovviare a quest'ultime mediante lenti d'ingrandimento spostabili sulla graduazione.

Ne discende l'opportunità pratica di riferire l'imprecisione alla minima variazione apprezzabile $\Delta\alpha$ *della variabile* α, *cioè ad esempio 1/10 oppure 1/5 di parte di scala; si ha così una nuova più utile espressione per l'imprecisione di lettura:*

[2] $$I_l = I_{1l}\,\Delta\alpha = \frac{dG}{d\alpha}\,\frac{\Delta\alpha}{G}\,.$$

Le funzioni che esprimono le precisioni corrispondenti alla [1] *ed alla* [2] *sono:*

[3] $$P_{1l} = 1 - I_{1l}\,,$$

[4] $$P_l = 1 - I_l\,.$$

Vogliamo ora esaminare questo concetto d'imprecisione di lettura in alcuni casi che frequentemente ricorrono nella tecnica dei radioapparati.

1. - Funzioni generali. — *Nel caso di circuiti oscillatori, la precisione di lettura è quella con cui si può stabilire od apprezzare la frequenza di accordo.*

Nel caso più frequente che l'elemento variabile sia una capacità, l'imprecisione I_l — *la quale si deduce dalla* [2] *tenendo presente che ora la grandezza* G *è la frequenza* f *di accordo — viene data da una funzione espressa così:*

[5] $$I_l = \frac{df}{d\alpha}\,\frac{\Delta\alpha}{f} = F\,(\alpha, r, \alpha_t)\,,$$

dove è α *lo spostamento angolare del rotore,* α_t *lo spostamento angolare per tutta l'escursione della scala,* r *il rapporto fra capacità massima* C_{max} *e residua* C_0 *(eguale al valore quadratico del rapporto tra le frequenze estreme della gamma del circuito oscillatorio).*

In certi casi è preferibile dedurre I_l *direttamente dalla legge di variazione della capacità con l'angolo; perciò dalla nota relazione di dipendenza della frequenza dalla capacità si ricava:*

[6] $$f\,(\alpha) = A\,[C\,(\alpha)]^{-1/2} \qquad \left(A = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}}\right),$$

dove $C\,(\alpha)$ *è la legge di dipendenza della capacità dall'angolo, e quindi dedotto* $\frac{df}{d\alpha}$ *si ottiene:*

[7] $$I_l = -\frac{1}{2}\,\frac{dC}{d\alpha}\,[C\,(\alpha)]^{-1}\,\Delta\alpha\,.$$

La [7] *precisa la dipendenza di* I_l *(definita dalla* [2]*) dalla variabile* α *attraverso la funzione di capacità* $C\,(\alpha)$ *ed è comoda in alcuni casi per ottenere la desiderata funzione* F *definita dalla* [5].

2. - Condensatore a variazione lineare di capacità. — *Per questo tipo di condensatore a piastre circolari vige la relazione:*

$$C = C_0 + m\alpha \,, \tag{8}$$

dove C_0 corrisponde alla condizione con le armature mobili aperte ed m è positivo:

$$m = \frac{C_{max} - C_0}{\alpha_t} \,, \tag{9}$$

indicato con α_t il valore di α corrispondente a tutta l'escursione della scala. Dalla [8] *si ha:*

$$m = \frac{dC}{d\alpha} \,, \tag{10}$$

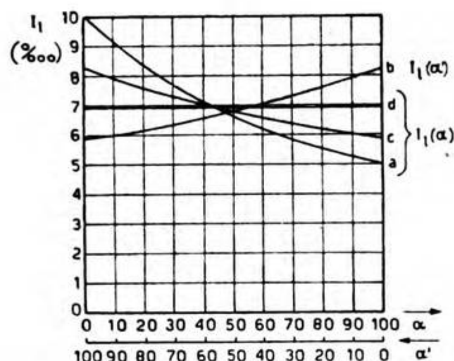


Fig. 1. — Imprecisione di lettura della frequenza di accordo dei circuiti oscillatori utilizzanti vari tipi di condensatori: a variazione lineare di capacità (*a*), a variazione lineare di frequenza (*b*), a variazione lineare di lunghezza d'onda (*c*), a variazione esponenziale di capacità (*d*); α, graduazione nel senso delle capacità crescenti; α′, graduazione nel senso delle frequenze crescenti (capacità decrescenti).

e quindi per la [9], *facendo figurare il rapporto r sopra definito:*

$$m = \frac{r - 1}{\alpha_t} C_0 \,. \tag{11}$$

La funzione [7], *in base alla* [8], *risulta:*

$$I_l(\alpha) = -\frac{1}{2} m \frac{\Delta\alpha}{C_0 + m\alpha} \,, \tag{12}$$

e sostituendo il valore [11] di m, si ottiene:

$$I_1(\alpha) = -\frac{1}{2}\,\frac{\Delta\alpha}{\dfrac{\alpha_1}{r-1}+\alpha}\,. \qquad [13]$$

Questa espressione ha la prevista forma $F(\alpha, r, \alpha_1)$.

Se per esempio si assume per il caso che interessa: $r = 2$, $\alpha_1 = 100$, $\Delta\alpha = 0{,}2$, *l'andamento della funzione è quello della curva a della figura 1.*

Il valore del massimo di I_1 *si ha per* $\alpha = 0$, *come poteva prevedersi osservando che nella funzione* $\varphi = \dfrac{dC}{d\alpha}\,\dfrac{1}{C}$ *è costante* $\dfrac{dC}{d\alpha}$ *e pertanto tale massimo cade nel punto dove* $C(\alpha)$ *è minima; cioè per la frequenza massima del campo:*

$$|I_{1\,max}| = \frac{r-1}{2n}\,\Delta\alpha = 0{,}001\,. \qquad [14]$$

3. - Condensatore a variazione lineare di frequenza. — *Vige la relazione:*

$$f = f_0 + m\,\alpha' \qquad \left(m = \frac{f_n - f_0}{\alpha'_1}\right), \qquad [15]$$

dove f_0 *corrisponde alla situazione con le armature mobili fra le fisse (capacità massima, frequenza minima) ed* f_n *a quella con le armature discoste (capacità minima, frequenza massima),* α' *è la graduazione nel senso delle capacità decrescenti, ossia delle frequenze crescenti, ed m è positivo. Poichè:*

$$\frac{df}{d\alpha'} = m\,, \qquad [16]$$

si ha dalla [5]:

$$I_1(\alpha') = m\,\frac{\Delta\alpha'}{f_0 + m\,\alpha'}\,, \qquad [17]$$

ed essendo:

$$m = \frac{\sqrt{r}-1}{\alpha_1}\,f_0\,, \qquad [18]$$

si deduce:

$$I_1(\alpha') = \frac{\Delta\alpha'}{\dfrac{\alpha_1}{\sqrt{r}-1}+\alpha'}\,. \qquad [19]$$

Il valore massimo dell'imprecisione si ha evidentemente per $\alpha' = 0$, *cioè per la frequenza minima del campo. Se si assume:* $r = 2$, $\alpha_t = 100$, $\Delta\alpha' = 0{,}2$, *si ottiene il diagramma b della figura 1.*

4. - Condensatore a variazione lineare di lunghezza d'onda. — *La funzione frequenza in questo caso è:*

[20] $$f = c\,(\lambda_0 + m\,\alpha)^{-1} \quad (c = 3 \cdot 10^{10}\ cm/s)\ ,$$

dove:

[21] $$m = \frac{\lambda_n - \lambda_0}{\alpha_t}\ ;$$

tenuto conto della consueta espressione di r, si può anche scrivere:

[22] $$m = \lambda_0 \frac{\sqrt{r} - 1}{\alpha_t}\ .$$

Intanto si ha:

[23] $$\frac{df}{d\alpha} = -c\,(\lambda_0 + m\alpha)^{-2}\, m\ .$$

La funzione I_l, *in grazia delle* [20] *e* [23], *è:*

[24] $$I_l\,(\alpha) = -\frac{m}{\lambda_0 + m\alpha}\,\Delta\alpha$$

e, badando al valore [22] *di m, si deduce:*

[25] $$I_l\,(\alpha) = -\frac{\Delta\alpha}{\dfrac{\alpha_t}{\sqrt{r} - 1} + \alpha}\ .$$

Il massimo dell'imprecisione si ha per $\alpha = 0$, *cioè per la frequenza massima del campo.*

Con i soliti valori numerici per r, α_t, $\Delta\alpha$ *si ottiene il diagramma c della figura 1.*

5. - Condensatore a variazione esponenziale di capacità. — *Vige la relazione:*

[26] $$C = C_0\, e^{b\,\alpha} \quad (b = cost.)\ .$$

Poichè:

[27] $$f = \frac{c}{k\sqrt{LC}} = \frac{c}{k\sqrt{L}}\, C^{-1/2} \quad (c = 3 \cdot 10^{10}\ cm/s\ , \quad k = cost.)\ ,$$

in base alla [26] *si scrive:*

[28] $$f = K\, C_0^{-1/2}\; e^{-b\,\alpha/2} \qquad \left(K = \frac{c}{k\sqrt{L}}\right),$$

ed avendosi, con la consueta definizione di r:

[29] $$r = e^{b\,\alpha_t}$$

si deduce altresì:

[30] $$f = K\, C_0^{-1/2}\; e^{-\frac{\log_e r}{2\,\alpha_t}\,\alpha},$$

da cui:

[31] $$\frac{df}{d\alpha} = -\frac{\log_e r}{2\,\alpha_t}\, K\, C_0^{-1/2}\; e^{-\frac{\log_e r}{2\,\alpha_t}\,\alpha}.$$

La funzione $I_l(\alpha)$, *che ora pertanto è:*

[32] $$I_l(\alpha) = -\frac{\log_e r}{2\,\alpha_t}\,\Delta\alpha,$$

non dipende da α *e ciò va interpretato nel senso che l'imprecisione è la stessa in qualsiasi punto del campo di variazione del condensatore. Il relativo diagramma è una retta parallela all'asse della variabile* α *e compare contrassegnata con d nella figura* 1; *avendo adottato i soliti valori per i parametri* r, α_t, $\Delta\alpha$, *si è ottenuto* $I_l = 0{,}00069$.

Le definizioni e le discussioni esposte a proposito delle varie imprecisioni con cui si ha a che fare nella tecnica degli apparati per radiocomunicazioni, e così pure le formule alle quali si è arrivati nei vari casi dei circuiti oscillatori esaminati, hanno lo scopo di eliminare la possibilità di dubbi sul significato e sul modo di calcolare tali imprecisioni. Le curve di imprecisione ricavate per i quattro casi tipici di variazione della capacità di un condensatore possono dare utili indicazioni.

Genova - Istituto Elettrotecnico dell'Università.

GIOVANNI RUTELLI.

RECENSIONI

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

A. DE QUERVAIN — **Filtri di banda per onde ultracorte.** (Bull. A. S. E., marzo 1944, XXXV, 5, pag. 109-111, con 8 fig.).

La tecnica delle radiofrequenze si volge oggi sempre più verso l'uso delle onde ultracorte, per i pregi fondamentali di forte concentrazione dell'energia in determinate direzioni, anche con antenne di piccole dimensioni, e di abbondanza di canali di trasmissione, a parità di rapporto tra le frequenze estreme usate, in confronto con le onde medie. In pratica non è possibile utilizzare integralmente questa seconda caratteristica, per la selettività eccessiva che verrebbe richiesta ai filtri di banda; nè, d'altra parte, ciò sarebbe necessario. Tuttavia molto si può fare, costituendo gli elementi di circuito in modo particolare.

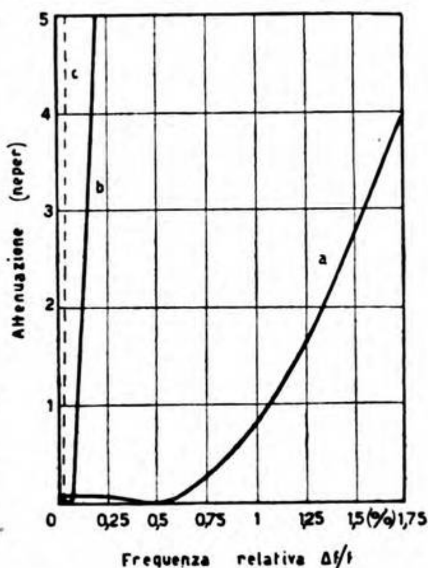


Fig. 1. — Curve di selettività: *a*) filtro di banda per la gamma radiofonica, 3×2 circuiti, frequenza intermedia $f_m = 467$ kHz; *b*) filtro a cavità, 3×2 circuiti, $f_m = 175$ MHz; *c*) filtro a quarzo, a ponte con 4 circuiti, $f_m = 120$ kHz.

Le caratteristiche che debbono possedere i filtri di banda cambiano profondamente, dal punto di vista quantitativo, con la frequenza di funzionamento, così da consigliare l'uso di tipi completamente diversi, secondo che si lavori nel campo delle onde medie o in quello delle onde ultracorte. Si studiano per queste ultime i filtri a cavità risonante, partendo da una semplice cavità asimmetrica, per giungere a circuiti più complessi, ottenuti con diverse combinazioni di cavità. Mentre la figura 1 presenta la curva di selettività di un filtro di banda a ca-

vità risonante, confrontata con quelle di un filtro ordinario nella gamma radiofonica, e di uno a quarzo, la figura 2 riproduce lo schema di un filtro del primo tipo.

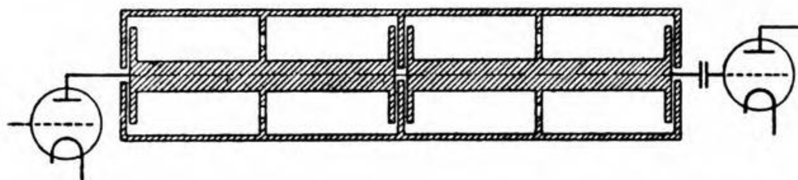


Fig. 2. — Filtro di banda con accoppiamenti induttivi e capacitivi.

Con un amplificatore a due tubi e tre filtri di banda si sono ottenuti valori di amplificazione di 300 unità, per frequenze di 175 MHz circa.

C. E.

ELETTROTECNICA GENERALE.

A. Leinen e H. Straub — **Sorgenti di tensione ad elevata stabilità.** (Z. f. techn. Phys., giugno 1943, XXIV, 6, pag. 145-146, con 1 fig.; recensito in E. T. Z., 6 aprile 1944, LXV, 13-14, pag. 128, con 1 fig.).

Scienza e tecnica esigono sorgenti di tensione aventi basso coefficiente di temperatura, che forniscano tensioni costanti nel tempo, se usate a vuoto o con modestissima erogazione di corrente. Le sorgenti finora usate (elementi campione) sono per lo più costituite da involucri di vetro a forma di H, sensibili agli urti, fragili e non molto maneggevoli, poco adatte per formare batterie di tensione elevata. Inoltre la necessità di usare fili di platino rende difficile la loro costruzione.

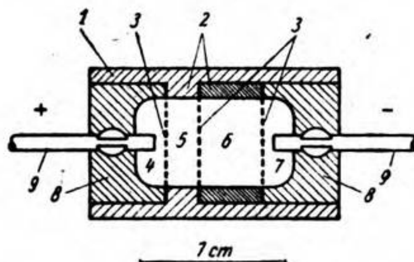


Fig. 1. — Schema del nuovo elemento campione.

Per questi motivi sono stati costruiti elementi campione Weston di forma particolarmente piccola, maneggevole e robusta, che si possono connettere in spazio ristretto, in modo da formare batterie di tensione elevata autoportanti, costituite da catene di più elementi, come avviene per i normali condensatori e le resistenze in uso nella tecnica delle comunicazioni.

L'elemento (fig. 1) consta di un involucro cilindrico trasparente di materiale sintetico (1), con una lunghezza di 16 mm e un diametro di

10 mm (escluse le connessioni). Lo spazio interno è suddiviso in quattro camere, mediante distanziatori (2) e diaframmi (3) anulari. Le cappe (8), cementate, sono riempite l'una di mercurio e l'altra di amalgama di cadmio. La camera 5 contiene la pasta di Hg_2SO_4, mentre la 6 contiene una soluzione satura di Cd SO_4 con dentro alcuni cristalli. Le connessioni elettrodiche (9) sono di una lega di ferro e i componenti chimici, che rimangono nei loro posti, senza spandersi, anche a temperatura elevata, sono dosati in modo da fornire, dopo sei mesi dalla costruzione, una corrente permanente di 10^{-6} A per altri sei mesi. La tensione è di 1,0180 V a 20° C e le differenze tra un elemento e l'altro non superano, per numerosi esemplari, $1,5 \cdot 10^{-3}$ V. La resistenza interna è di circa 150 Ω. La massima variazione di tensione a vuoto, riscontrata durante un'osservazione semestrale, ammonta a circa $+ 1 \cdot 10^{-3}$ V. Il coefficiente di temperatura è positivo e vale $+ 8 \cdot 10^{-5}$ per grado centigrado, fra 0 e 50° C; sopra i 20° C è soltanto 1/4 di quello dei comuni elementi, che presentano, per contro, un coefficiente di temperatura negativo. Pertanto si dovrebbe poter costruire un elemento campione il cui coefficiente di temperatura sia nullo in un ampio intervallo. *C. E.*

FISICA GENERALE.

E. JUSTI — **Tecnica dell'alto vuoto e relative pompe.** (E. T. Z., 3 giugno 1943, LXIV, 21-22, pag. 285-287, con 2 fig.).

Se si esaminano le principali ricerche sperimentali sui raggi catodici, sugli elettroni e sui quanti, che stanno alla base della fisica moderna, colpisce il fatto che questi lavori siano stati possibili soltanto grazie ai grandi progressi raggiunti dalla tecnica dell'alto vuoto negli ultimi anni del secolo scorso e nei primi del presente. La tecnica dell'alto vuoto ha non soltanto aperto un nuovo campo di ricerche, ma permesso anche che una serie di scoperte scientifiche potessero venir utilizzate in pratica, dando origine direttamente ad industrie, come quella dei tubi elettronici, quella delle lampade ad incandescenza e quella dei tubi per raggi X, ed indirettamente ad altri gruppi di industrie, come le radioelettriche.

A questi progressi ha contribuito in maniera essenziale Wolfango Gaede, di cui si vuole tratteggiare l'attività in questo campo in occasione del suo sessantacinquesimo compleanno. La sua pompa rotante a mercurio, che data dal 1906, presenta sulle altre di quel tempo il notevole pregio di raggiungere il vuoto di 10^{-5} mm di mercurio con una rapidità dieci volte maggiore, così da potersi utilizzare con grandi vantaggi specialmente nelle industrie. Ma il nome di Gaede è noto particolarmente per le ricerche che hanno portato all'attuazione delle pompe molecolari e di quelle a diffusione, con le quali è possibile raggiungere rapidamente vuoti dell'ordine di 10^{-6} mm di mercurio. A proposito di questi ultimi tipi, si espongono i principi fisici su cui si basa il loro funzionamento, dando particolare sviluppo all'esame delle pompe a diffusione. *G. G.*

GENERATORI, OSCILLATORI, TRASMETTITORI.

J. FRANSEN e J. M. LEDEBOER — **Generatori per terapia con onde corte.** (Philips techn. R., maggio 1942, VII, 5, pag. 147-154, con 10 fig.) (1).

La terapia con onde corte ha il pregio di agire anche sulle parti del corpo umano che, presentando maggiore resistenza ohmica, vengono riscaldate poco nei procedimenti diatermici noti già da lungo tempo. L'azione delle onde corte è puramente termica; le ipotesi di azioni specifiche su determinati organi, limitate a particolari frequenze, non sono state convalidate da risultati sperimentali sufficientemente probatori. Pertanto la scelta della lunghezza d'onda di funzionamento per apparecchi elettromedicali di tale tipo è dettata essenzialmente da considerazioni fisico-tecniche. All'utilità di usare onde molto corte si contrappone l'inconveniente economico, che con la lunghezza d'onda diminuisce anche il rendimento dell'oscillatore. È opportuno accennare altresì che tali apparecchiature devono essere maneggevoli e potersi alimentare per mezzo della normale rete di distribuzione di energia.

In base a questi concetti sono state costruite dalla Philips due apparecchiature funzionanti sulla lunghezza d'onda di 6 m. L'oscillatore, alimentato da un trasformatore con centro a terra, è del tipo in controfase. Tale disposizione simmetrica presenta, rispetto a quelle asimmetriche, il vantaggio di minori dimensioni; inoltre sono notevolmente ridotti i disturbi radiofonici. Il rendimento ha un valore massimo del 60 % a pieno carico ed un valore medio del 45 %. La potenza trasmessa al paziente si regola variando la tensione anodica e si determina in prima approssimazione mediante un wattmetro inserito sul primario del trasformatore, ammettendo che il rendimento sia praticamente il medesimo nelle varie condizioni di funzionamento. *G. G.*

RICEVITORI.

W. F. EWALD — **Sviluppo e situazione attuale dell'industria mondiale degli apparecchi radiofonici.** (E. T. Z., 6 e 20 maggio 1943, LXIV, 17-18 e 19-20, pag. 243-247 e 271-275).

Viene rivolto uno sguardo panoramico allo sviluppo e alla produzione mondiale degli apparecchi radiofonici dai primordi fino al 1939, con numerosi dati e con specifico riferimento alla tecnica e all'industria tedesche.

Si può affermare che codesta industria conti all'incirca un ventennio di vita, poichè in Europa essa ebbe praticamente inizio nel 1922, con i cosiddetti « apparecchi per radioamatori », prodotti dalle ditte tedesche su modello americano. Ci si rivolse dapprima ai ricevitori ad amplificazione diretta, poco curandosi di quanto si faceva in America, dove

(1) Recensito in E. T. Z., 1943, LXIV, p. 22.

invece fin dal 1927 veniva adottata la supereterodina, e nel 1929 si raggiungeva una produzione notevolissima, con 4,5 milioni di ricevitori, per oltre 600 milioni di dollari. Superata la crisi mondiale, che nel 1930 le dimezzò la produzione, l'America iniziò in pieno nel 1932, cioè al principio del secondo decennio, il suo influsso tecnico e commerciale sull'Europa, cui inviava in tale epoca in gran numero apparecchi e parti staccate, specialmente tubi.

Successivamente l'industria tedesca si affrancò da questa dipendenza e si giunse nel 1938 alla seguente ripartizione della produzione mondiale che, tolta l'Unione Sovietica, era di 19 milioni di ricevitori: Germania 3,5 milioni (circa la metà della produzione europea), America 9 - 10 milioni, Asia (Giappone) 1,5 milioni, Australia 0,2 milioni.

Lo sviluppo dei ricevitori radiofonici era però talmente progredito già alcuni anni prima dello scoppio della guerra attuale, che non era più possibile una distinzione per nazioni, bensì soltanto per caratteristiche tecniche e per categoria commerciale. Si può dire infatti che ormai era generalmente preferito il circuito a supereterodina, mentre quello ad amplificazione diretta veniva riservato agli apparecchi popolari, specie in Germania. Le differenze fra le varie nazioni sono quindi ormai limitate ai particolari tecnici, mentre si tende verso l'uniformità; in ogni modo le tendenze sono due e cioè quella europea, che considera particolarmente la conformazione esterna e i nuovi materiali ed è limitata al solo nostro continente, e quella americana, che si preoccupa soprattutto della produzione e influenza tutto il resto del mondo.

Esportatrici in Europa sono la Germania, l'Olanda, la Gran Bretagna e un poco l'Ungheria, mentre nell'Unione Sovietica la produzione radiofonica è monopolio di Stato. Fuori dell'Europa ci sono due soli esportatori: Stati Uniti e Giappone.

Paragonando la produzione americana con quella europea, si trova che il ricevitore americano è più economico, ma la differenza è piccola. Un vantaggio dell'America è quello di avere costruito apparecchi adatti per tutti i mercati, dando molto impulso alla ricezione delle onde corte.

In un esame minuto dell'industria estera, si osserva come in America venga dato molto sviluppo alle supereterodine piccole, che della produzione costituiscono il grosso, ed ai ricevitori a mobile, che ne rappresentano il meglio. Molto diffusi sono i ricevitori per automobili, dei quali si stima siano in funzione oltre 8 milioni; essi utilizzano il circuito a supereterodina o quello ad amplificazione diretta, con alimentazione per corrente continua e alternata, e sono di costruzione semplice e molto raccolta (*compact*). Gli apparecchi portatili hanno tubi assai piccoli e altoparlante a magnete permanente di formato ridotto: servono bene per la riproduzione della parola e della musica ritmica, con dimensioni 10 cm × 12 cm × 20 cm, peso 2 kg, prezzo 20 dollari. Esistono altresì apparecchi combinati a batteria e a corrente continua e alternata, di uso universale. Importanti sono i ricevitori del tipo a mobile, generalmente provvisti di giradischi con cambio automatico del disco e spesso

anche di incisore con microfono. Interessante e curiosa l'attuazione di giradischi muniti di un piccolo trasmettitore modulato dalla tensione del fonorilevatore, da utilizzarsi in connessione con i ricevitori, molto numerosi, sprovvisti di presa fonografica. Negli ultimi anni si è fatto sentire anche in America lo stile europeo, con effetto limitato però prevalentemente all'aspetto esterno dell'apparecchio.

Negli Stati Uniti d'America si contano cinquanta case che costruiscono ricevitori radiofonici, la maggior parte delle quali si limita a montare parti staccate prodotte da fabbriche specializzate: poichè per esse non vale la pena di mantenere laboratori propri, viene utilizzata la consulenza di appositi studi tecnici. Resta una dozzina di grosse fabbriche, ampiamente dotate, che producono da due a tre milioni di apparecchi all'anno. La prima è la Philco di Philadelphia; segue la « Radio Corporation of America », che costruisce anche apparecchi speciali per navi, stazioni costiere e così via, e possiede la più grande fabbrica di tubi del mondo, con una produzione di 100 milioni di unità all'anno. A grande distanza seguono la « General Electric Company », la Crosley ed altre ditte.

Il Giappone produce 1,5 milioni di apparecchi e 7 di tubi all'anno; attualmente si è liberato dall'influsso americano, dal quale inizialmente prese l'indirizzo, e vende a prezzi bassi. Ha una piccola esportazione in Asia.

Il Canadà produce circa un quarto di milione di apparecchi e l'Australia un quinto, con quasi due milioni di tubi.

In Olanda è molto importante la Philips, che ha rappresentanze e fabbriche satelliti in tutta Europa; nelle regioni occidentali e meridionali di questo continente si trova in forte concorrenza con le ditte americane. Nell'esportazione la Philips, e con essa l'Olanda, segue incontrastata gli Stati Uniti. I tubi, inizialmente simili ai Telefunken, sono invece orientati ora verso la costruzione in vetro pressato.

L'industria inglese è molto importante, al pari di quella olandese. Assai diffusi gli apparecchi a batteria, in relazione con la poco sviluppata elettrificazione del paese; molto venduti però anche gli apparecchi a mobile, con buona riproduzione per merito dell'amplificatore a bassa frequenza ben curato e del grande altoparlante. Interessante lo sviluppo della televisione. La produzione britannica è di circa 2 milioni di apparecchi e 8 - 10 milioni di tubi, ripartiti, i primi, fra ditte come la « His Masters Voice - Marconiphone », Philips-Mullard, E. K. Kole (Ekco) ed altre, i secondi, fra la Marconi-Osram, la Philips-Mullard ed altre.

La Francia possiede una delle industrie più antiche, rimasta però indietro, con molte fabbriche piccole; si tratta di una produzione artigiana, fortemente ostacolata da quella degli Stati Uniti. Il prodotto si aggira sui 0,5 - 0,6 milioni di ricevitori e circa 4 di tubi; non esiste esportazione.

In Italia, a malgrado del basso numero di radioascoltatori, l'industria è molto attiva e bene organizzata e la presenza di case straniere è assai

meno importante che in Francia e in Inghilterra. Ditte italiane, che hanno cominciato con l'aiuto straniero, se ne sono poi liberate. Nonostante la limitata produzione (1/4 di milione di ricevitori all'anno), le costruzioni sono buone ed esteriormente molto originali, anzi le più originali del mondo: caratteristico è il ricevitore a mobile, nel quale risaltano il buon gusto e la tradizione artistica italiana. È stato costruito anche un ricevitore popolare, del costo di circa 600 lire, ma non se n'è avuta produzione in serie. Ultimamente l'Italia è riuscita ad esportare e a comparire come nuova concorrente in molti mercati.

Poco si sa dell'Unione Sovietica. Il prezzo di un ricevitore normale è piuttosto elevato, poichè corrisponde alla rimunerazione di un buon lavoratore per un periodo di 6 - 8 settimane. I modelli sono americani e tedeschi, con prevalenza dei primi. Anche le fabbriche di tubi utilizzano macchine e tecnici americani; quella di Minsk, ritenuta fra le migliori, produceva però ultimamente apparecchi tratti dal programma 1936 della ditta Minerva di Vienna. La fabbrica costruiva oltre alla supereterodina a quattro tubi, con alimentazione a corrente alternata e a batterie, anche apparecchi di pregio, in numero limitato. I tubi venivano da Leningrado e da Mosca ed erano di modello americano.

Per concludere, l'autore dichiara che, a suo giudizio, la produzione radiofonica di anteguerra, cui ha inteso dare uno sguardo, verrà profondamente mutata al termine della presente lotta. È vero infatti che si sono già ora verificati sviluppi tecnici i quali, come la modulazione di frequenza, sono destinati a dare una nuova impronta all'intera produzione, ma non bisogna sottovalutare l'importanza che la politica del lavoro, il rifornimento delle materie prime, il progresso dei processi produttivi e il movimento dei prezzi assumeranno con ogni probabilità nel periodo postbellico. Pertanto il presente rapporto deve valere al massimo come un esame storico retrospettivo e un bilancio di quanto fino ad ora è stato fatto: quel che potrà avvenire in futuro dipende da sviluppi storici che escono completamente dal quadro della trattazione.

C. E.

CRONACA TECNICA

APPLICAZIONI VARIE.

I tubi trasmittenti dissipano durante il funzionamento una notevole quantità di energia sotto forma di calore, e questo dev'essere sottratto mediante un apposito impianto di refrigerazione, generalmente a circolazione d'acqua (piovana, ovvero opportunamente demineralizzata per evitare depositi entro i condotti e fenomeni di elettrolisi). Nel *Bull.*

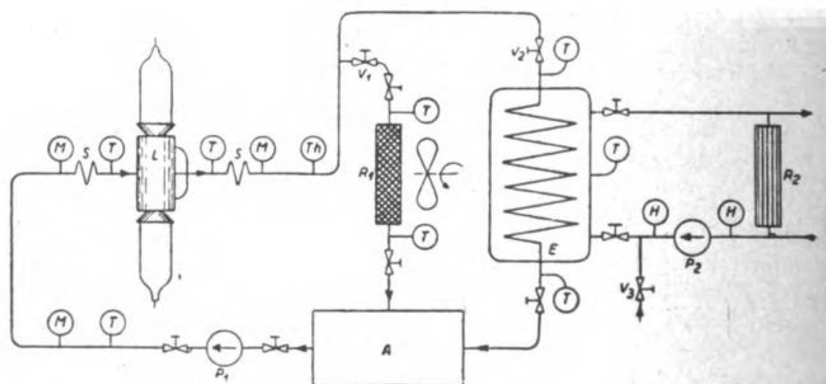


Fig. 1. — Schema dell'impianto: *A*, serbatoio dell'acqua piovana; P_1, P_2, pompe; *L*, tubo trasmittente; *S*, serpentina di materiale isolante; R_1, radiatore a nido d'api; *E*, scambiatore di calore; R_2, radiatore; *Th*, termostato per il comando dei ventilatori; V_1, V_2, valvole per la ripartizione dell'acqua calda; V_3, valvola per il riempimento dell'impianto; *T*, termometro; *M*, manometro; *H*, idrometro.

techn. T. T. Suisses del maggio 1943, R. Pièce descrive come, durante l'inverno 1942-43, sia stato attuato nella stazione emittente di Sottens un esempio di **riscaldamento di locali per ricupero del calore da tubi trasmittenti,** allo scopo di risparmiare la non trascurabile quantità di energia elettrica (corrispondente a 70 kW installati), che veniva consumata prima per tale scopo.

Nell'impianto di refrigerazione esistente, l'acqua del serbatoio *A* (fig. 1), spinta dalla pompa P_1, lambiva gli anodi dei tubi *L*, riscaldan-

dosi a circa 45-50°; quindi circolava in un radiatore a nido d'api R_1, ove subiva il raffreddamento, assicurato da tre gruppi di ventilatori di 7,5 kW ciascuno. Non si poteva pensare di inviare l'acqua direttamente ai radiatori di riscaldamento nei vari locali, perchè sarebbe stata inquinata dalla ruggine e da altre impurità. Si ricorse quindi a uno scambiatore di calore E, costituito da un recipiente cilindrico attraversato dall'acqua dei radiatori (spinta dalla pompa P_2), contenente una serpentina di rame, della superficie totale di 16 m², entro cui circola l'acqua del circuito di refrigerazione dei tubi. Poichè non tutto il calore prodotto da questi può essere dissipato in E, una parte dell'acqua, regolata dalle valvole V_1 e V_2, circola ancora in R_1 e il termostato Th inserisce i ventilatori quando sia necessario.

L'impianto ha funzionato assai regolarmente durante tutto l'inverno: anche dopo una notte di arresto, la temperatura dei vari locali riscaldati non è scesa mai sotto 16° e nelle punte di riscaldamento si sono toccati 21°. Il risparmio conseguito è di 60 000 kWh; quattro o cinque anni saranno sufficienti per estinguere il carico della spesa. *N. L. B.*

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA.

Il numero di maggio 1944 del *J. Télécomm.* è dedicato al ricordo del **centenario del telegrafo Morse.** Nel 1832, Samuele Finley Breese Morse, pittore, nato nel 1791 a Charleston nel Massachusetts, ebbe la prima idea della possibilità di trasmettere segnali per filo, con l'aiuto di elettrocalamite; nel 1838 aveva perfezionato i suoi apparecchi al punto di comunicare attraverso una piccola linea di 3 miglia di conduttore, distese attorno a un edificio; soltanto nel 1844, vincendo difficoltà di ogni sorta e l'incredulità dei contemporanei, riuscì a ottenere i fondi necessari per costruire una linea aerea tra Washington e Baltimora, e su questa il 24 maggio di quell'anno inviò il primo messaggio. I progressi del nuovo mezzo di comunicazione furono rapidi: alle linee terrestri, sempre più lunghe e numerose, si aggiungono i cavi sottomarini; nel 1851 viene posato il secondo cavo attraverso la Manica (il primo, un anno prima, non aveva avuto successo); nel 1866 si attua il collegamento transatlantico; nel 1903, attraversato con un cavo anche il Pacifico, un telegramma fa per la prima volta il giro del mondo (in 9 minuti). Nei primi anni del secolo corrente, sopraggiunge l'invenzione di Marconi che apre alla telegrafia nuovi estesi campi di applicazione. *N. L. B.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

H. ROTHE u. W. KLEEN. — *Grundlagen und Kennlinien der Elektronenröhren*. Zweite Auflage. — Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1943. — Un volume di XVI-390 pagine, con 255 figure. — Prezzo R. M. 18,40 (legato R. M. 19,80).

Il brillante successo della prima edizione (1) di questo volume, appartenente alla nota « Bücherei der Hochfrequenztechnik », ha indotto gli autori, nonostante le limitazioni dovute all'economia di guerra, alla pubblicazione di una nuova edizione. Non si sono apportate variazioni fondamentali al metodo di esposizione e di ripartizione della materia, ma sono stati ampliati diversi punti e si sono aggiunti i dati relativi alle ricerche compiute negli ultimi tempi.

Delle tre parti in cui si divide l'opera, la prima tratta teoricamente le leggi che regolano le correnti elettroniche iniziali e quelle limitate dalla carica spaziale, i campi statici di potenziale, la ripartizione delle correnti fra gli elettrodi, il tempo di transito e l'emissione secondaria. Nella seconda parte queste leggi vengono applicate ai sistemi di elettrodi praticamente attuati nei tubi elettronici, e si dà ragione delle divergenze che si presentano fra le previsioni teoriche ed i risultati pratici. Vari argomenti isolati riguardanti i tubi elettronici, come la struttura fine delle caratteristiche, le capacità interelettrodiche, i tubi speciali e la costruzione dei tubi elettronici, sono riuniti in una terza parte.

Rispetto alla prima edizione, quasi dappertutto la materia è stata rielaborata. Fra le aggiunte sono da notarsi la trattazione sulla ripartizione delle velocità e delle energie degli elettroni uscenti da un catodo per effetto termoelettronico, e un capitoletto sull'effetto della carica spaziale nei raggi elettronici. Quest'ultimo è risultato necessario per la sempre maggiore importanza che vanno assumendo nella tecnica delle onde cortissime i tubi elettronici a tempo di transito.

L'opera si presenta come utile tanto ai tecnici, per le facili applicazioni pratiche dei risultati, agevolate da numerosi nomogrammi, quanto agli studiosi, per i quali, con la trattazione rigorosamente scientifica e la numerosa bibliografia, può costituire un punto di partenza e un efficace appoggio per le ricerche. *G. G.*

(1) Recensita a suo tempo in A. F., 1941, X, p. 628.

***

G. HERRMANN u. S. WAGENER. — *Die Oxydkathode.* 1. Teil: S. WAGENER: *Physikalische Grundlagen.* — J. A. Barth, Leipzig, 1943. — Un volume di VIII-124 pagine, con 72 figure. — Senza indicazione di prezzo.

G. Herrmann e S. Wagener si sono assunti il compito dielaborare uno studio completo sui catodi ad ossidi. In tal modo viene colmata una lacuna della letteratura sui tubi elettronici, che si era fatta notare fin dall'adozione di tale tipo di catodi nella costruzione dei tubi riceventi. L'opera consta di due volumi: uno di carattere prevalentemente fisico, curato dal Wagener, ed uno di carattere tecnico, curato dal Herrmann.

Nel presente volume vengono descritti il meccanismo dell'emissione e le proprietà elettriche dei catodi. Oggetto della prima parte, che può interessare un maggiore numero di studiosi, è l'esposizione delle leggi fisiche e dei fenomeni che regolano o possono influenzare l'emissione termoelettronica dei metalli. Partendo dalle ipotesi della fisica dei quanti vengono dedotte la legge di Fermi della ripartizione dell'energia degli elettroni e le leggi dell'emissione dei metalli puri. Una particolare analisi è dedicata all'azione di strati monoatomici di altri metalli, e all'influenza della costituzione cristallina della superficie emittente. Nella seconda parte, interessante in special modo i fisici, sono esaminati minutamente e confrontati fra di loro i metodi di misura del lavoro di uscita degli elettroni dai metalli e vengono discussi i risultati sperimentali ottenuti dai diversi ricercatori. I fenomeni di conduzione ionica e di diffusione nei composti chimici, che regolano la formazione di strati monoatomici di metalli nei catodi toriati e ad ossidi, sono esposti schematicamente nella terza parte.

Il volume può essere utile a diverse categorie di studiosi. La prima parte, la più organica, completa i trattati finora apparsi sui tubi elettronici; la seconda è utilissima per chi debba intraprendere una ricerca sperimentale sull'emissione; la terza fornisce gli elementi fondamentali per lo studio delle proprietà dei catodi ad ossidi. La trattazione è molto piana, ma rigorosa e corredata di grafici. *G. G.*

***

DEUTSCHE GESELLSCHAFT FUER DOKUMENTATION. — *Die Dokumentation und ihre Probleme.* — O. Harassowitz, Leipzig, 1943. — Un volume di VIII-205 pagine, con 5 tavole fuori testo. — Senza indicazione di prezzo.

Non essendoci la possibilità, nel 1942, di effettuare l'annuale riunione della F. I. D. (Federazione Internazionale di Documentazione), la Società Tedesca per la Documentazione (Deutsche Gesellschaft für Dokumentation) ha indetto una riunione, che si è svolta dal 21 al 24 set-

tembre 1942 in Salisburgo. Il volume contiene il testo di comunicazioni presentate in quell'occasione. I temi trattati sono assai vari, sia per argomento sia per portata, e sono raggruppati in tre parti riguardanti: i problemi della documentazione negli archivi, nei musei e nelle raccolte; la documentazione in singoli campi specializzati; i mezzi di riproduzione fotografica come sussidio alla documentazione.

Non si può dire che i contributi abbiano molto di originale e di nuovo. Lo stato di guerra è evidentemente ciò che di meno favorevole si può immaginare per il paziente e calmo lavoro di aggiornamento continuo della documentazione ed in moltissimi casi rende, almeno temporaneamente, inutilizzabili anche i repertori e le raccolte di materiale documentario già costituiti. Gli articoli quindi si mantengono molto sulle generali ed esprimono più osservazioni e desideri da attuare in tempi migliori che non risultati già raggiunti. Anche nel campo tecnico degli apparecchi per microfotografia e riproduzioni, costituenti da molti anni i mezzi ausiliari più pratici per formare raccolte di documentazione, che occupino poco spazio e che siano facilmente consultabili e riproducibili, i modelli illustrati sono quelli già visti in precedenti occasioni consimili.

Alla serie delle comunicazioni è premesso il testo del discorso inaugurale del convegno, tenuto dal presidente della società, professore F. Prinzhorn, sul tema « La documentazione e i suoi problemi »: titolo che è stato scelto anche per il volume. Vi vengono esposte diverse osservazioni e prospettive, alcune delle quali argute ed interessanti, sui prevedibili sviluppi della documentazione nei fini che si propone e nell'organizzazione che richiede. In contrapposto con le tendenze, impersonate nei classici iniziatori dei movimenti precedenti a favore di una documentazione con carattere universale (Godet, Lemaitre, Otlet), il Prinzhorn si dichiara fautore di una suddivisione specializzata, e della necessità che le raccolte di materiali documentario e bibliografico siano connesse in un unico organismo con biblioteche altrettanto specializzate e ricche di personale capace di utilizzare e far utilizzare proficuamente tutto ciò che si trovi radunato e classificato.

La veste tipografica è buona. *A. Fe.*

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Corso di perfezionamento in Elettrotecnica (Sezioni: Costruzioni elettromeccaniche e Comunicazioni elettriche). — Il Politecnico di Torino rende noto che sono aperte le iscrizioni al Corso di perfezionamento in Elettrotecnica (Sezioni: Costruzioni elettromeccaniche e Comunicazioni elettriche), diretto dal professore G. Vallauri, presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

Il Corso di perfezionamento in Elettrotecnica « Galileo Ferraris » ha come fondamento gli insegnamenti generali di: *Elettrotecnica generale* (G. Vallauri); *Elettrotecnica complementare* (A. Pinciroli); *Misure elettriche* (C. Chiodi); *Impianti elettrici* (C. Palestrino); *Costruzioni elettromeccaniche* (A. Carrer); *Comunicazioni elettriche* (E. Soleri); *Trazione elettrica* (R. Gatti).

È inoltre raccomandato agli allievi di seguire, presso la Facoltà di Scienze dell'Università, il corso di: *Fisica matematica* (E. Persico).

Da tali insegnamenti possono essere esentati quegli iscritti che provino di aver precedentemente seguito con profitto corsi analoghi. Inoltre coloro che si iscrivono alla Sezione Costruzioni elettromeccaniche sono esentati dal frequentare il corso di Comunicazioni elettriche, e coloro che si iscrivono alla Sezione Comunicazioni elettriche sono esentati dal frequentare i corsi di Impianti elettrici, di Costruzioni elettromeccaniche e di Trazione elettrica.

Per ciascuna delle due Sezioni, il Corso consiste in insegnamenti speciali, integrati da gruppi di conferenze di carattere monografico.

Il Corso ha la durata di un anno accademico. Ad esso possono essere iscritti i laureati in ingegneria od in fisica. Il Corso rilascia un certificato di perfezionamento in Elettrotecnica (Sezione Costruzioni elettromeccaniche, ovvero Sezione Comunicazioni elettriche). Possono venir ammessi gli ufficiali di Artiglieria, Genio, Marina e Aeronautica che abbiano superato gli esami dei rispettivi corsi di applicazione, anche se sprovvisti di diploma di ingegnere: ad essi verrà rilasciato un semplice certificato degli esami superati.

Gli esami delle materie speciali per ciascuna sezione si svolgeranno durante le sessioni estiva ed autunnale. La prova finale si svolgerà nella sessione autunnale, non oltre il 15 dicembre, dopo che il candidato avrà svolto un lavoro di carattere teorico-sperimentale.

Oltre che come semplici iscritti, si può essere ammessi a seguire il Corso come allievi interni. Gli allievi interni frequenteranno l'Istituto con orario normale dall'8 gennaio alla fine di dicembre 1945, esclusi due mesi di ferie; essi seguiranno l'attività del reparto dell'Istituto cui saranno assegnati.

Fra gli allievi interni, i più meritevoli potranno essere assegnatari di borse di studio, costituite coi mezzi forniti dalla Fondazione Politecnica Piemontese e dall'Istituto Elettrotecnico Nazionale. Tali borse sono di L. 10 000 ognuna, suddivise in 10 assegni di 1000 lire per ogni mese di presenza, con un eventuale premio finale di 1000 lire. Potranno inoltre essere concessi altri premi agli allievi che se ne dimostrassero particolarmente meritevoli. L'esito del Corso di perfezionamento potrà essere considerato come titolo di preferenza per un'eventuale assunzione nel personale dell'Istituto.

Corsi per la Sezione Costruzioni elettromeccaniche: *Complementi di impianti elettrici* (A. Dalla Verde); *Materiali per gli impianti elettrici* (A. Brambilla); *Alte tensioni periodiche ed impulsive* (A. Carrer); *Apparecchi ionici* (R. Lombardi); *Macchine rotanti speciali* (A. Carrer); *Complementi di misure elettriche* (P. Lombardi); *Complementi di matematica* (G. Zin).

Corsi per la Sezione Comunicazioni elettriche: *Propagazione delle radioonde e antenne* (M. Boella); *Elettroacustica* (G. B. Madella); *Circuiti di comunicazioni elettriche* (A. Ferrari-Toniolo); *Tubi elettronici e applicazioni* (A. Pinciroli); *Misure radiotecniche* (A. Pinciroli); *Radiotrasmettitori e impianti radiotecnici* (M. Boella); *Radioricevitori* (G. Dilda); *Tecnica telefonica e telegrafica* (E. Soleri); *Telecomunicazioni ad alte frequenze vettrici* (G. Zin); *Complementi di misure elettriche* (P. Lombardi); *Complementi di matematica* (G. Zin).

Corsi monografici: *Materiali speciali per l'elettrotecnica* (C. Chiodi); *Fondamenti di fotometria e di illuminazione* (R. Deaglio); *Prove e misure su radiotrasmettitori e radioricevitori* (C. Egidi); *Misure sulle antenne e misure di campo elettromagnetico* (G. Gregoretti).

Le lezioni si svolgeranno dal 9 gennaio al 30 giugno 1945.

Per l'iscrizione all'una o all'altra delle Sezioni del Corso è necessario compilare domanda in carta legale da L. 6 indirizzata al Direttore del Politecnico e inviarla alla Segreteria del Politecnico medesimo (Castello del Valentino) entro il 31 dicembre 1944, allegando i documenti indicati nel bando, fra cui la quietanza della prima rata delle tasse prescritte.

Per l'ammissione al Corso come allievo interno deve essere inviata domanda separata al Presidente dell' I. E. N. G. F., entro il 15 dicembre 1944. In tale domanda si dovrà specificare se si aspira ad una delle borse di studio per l'una o l'altra sezione; e si allegherà una breve esposizione relativa ai titoli scolastici conseguiti, ai lavori precedentemente svolti, alla conoscenza di lingue estere, nonchè qualunque documento atto a comprovare la preparazione del candidato. L'ammissione come allievo

interno può avvenire, su espressa richiesta dell'interessato, anche in mesi antecedenti il gennaio 1945.

Per ulteriori schiarimenti ci si rivolga all'Ufficio di direzione del Corso (I. E. N. G. F., Corso Massimo d'Azeglio 42, Torino). *Re.*

***

Corso di perfezionamento in Comunicazioni elettriche. — Il Politecnico di Milano comunica che sono aperte le iscrizioni al Corso di perfezionamento in Comunicazioni elettriche (istituzione della Fabbrica Italiana Magneti Marelli) per l'anno accademico 1944-45.

Esso comprende i seguenti insegnamenti: *Comunicazioni elettriche* (F. Vecchiacchi); *Complementi di elettrotecnica* (R. Sartori); *Misure elettriche in alta frequenza* (F. Cisotti) (con esercitazioni).

Il Corso verrà integrato con lezioni monografiche.

Le lezioni avranno inizio il 15 gennaio e termine il 30 maggio 1945. Gli esami seguiranno durante le sessioni estiva ed autunnale e consisteranno in un'unica prova sul gruppo delle materie d'insegnamento.

Al Corso possono essere ammessi i laureati in ingegneria, in fisica ed in matematica e fisica che ne facciano domanda al Direttore del Politecnico entro il 31 dicembre 1944, allegando i documenti richiesti. Agli iscritti che avranno frequentato le lezioni e le esercitazioni ed avranno superato la prova d'esame, sarà rilasciato un certificato.

È bandito il concorso per due posti di allievo interno, di cui uno retribuito con un assegno di L. 7500 in cinque mensilità posticipate, dal febbraio al giugno 1945. Gli allievi interni debbono iscriversi al Corso e frequentare il laboratorio con orario normale dal 15 gennaio al 15 giugno 1945. Essi — dopo un periodo di tirocinio — parteciperanno all'attività normale del laboratorio e si dedicheranno, sotto la guida del personale insegnante, allo studio di qualche problema teorico sperimentale, sul quale dovranno fare un'ampia relazione.

Per le ulteriori informazioni e per le iscrizioni ci si rivolga alla Segreteria del Politecnico. *Re.*

***

Attività nell'I. E. N. G. F.: riunioni dell'anno 1942-43 (1). — Nella 241ª riunione, il 9 novembre, l'ingegnere Tommasini, dell'I.N.C.E.T. (Industria Nazionale Cavi Elettrici, Torino), parla della moderna tecnica della trasmissione con frequenze vettrici su cavi telefonici. Accanto ai sistemi con due o tre frequenze portanti, sviluppati per le linee con pupinizzazione leggera e leggerissima, si è affermato oggi un sistema a

(1) Si continua a riferire in breve riassunto, limitatamente al campo delle comunicazioni elettriche ed ai contigui, la materia che viene esposta nelle riunioni periodiche interne dei ricercatori dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris; mediante codesta traccia si può seguire per sommi capi l'attività che ivi si svolge in quei campi.

dodici canali, che utilizza il campo di frequenza tra 12 e 60 kHz e fa uso, per i due sensi di trasmissione, di due cavi separati, allo scopo di evitare al massimo gli effetti di diafonia, con bicoppie a stella senza pupinizzazione; il sistema tuttavia può essere applicato anche su cavi singoli già in opera, eliminando le bobine Pupin. La gamma trasmessa per ogni singola comunicazione è compresa tra 0,2 e 3,6 kHz; essa vien trasferita a quella tra 4,4 e 7,8 kHz mediante una prima conversione con portante di 8 kHz; segue la conversione finale con le portanti distanziate di 4 in 4 kHz, da 20 a 64 kHz; e infine vengono eliminate la portante e la banda superiore, ottenendo i canali definitivi, fra 12,2 e 15,6 kHz, 16,2 e 19,6 kHz, ..., 56,2 e 59,6 kHz. Le misure speciali richieste sui cavi per frequenze vettrici sono essenzialmente quelle della diafonia, ch'è notoriamente dovuta all'effetto degli accoppiamenti capacitivi e induttivi conseguenti alle piccole asimmetrie inevitabili nella fabbricazione, e che assume importanza notevole alle alte frequenze adoperate. Presso l'I.N.C.E.T. sono state studiate e preparate, appositamente per codeste esperienze, apparecchiature speciali: fra di esse, un amplificatore aperiodico con campo di frequenza da 300 Hz a 10 kHz, atto a far bene apprezzare una tensione minima di 10 μV e dotato di sensibilità decrescente al crescere della differenza di potenziale da misurare; caratteristica questa molto utile per le operazioni di equilibrio dei ponti di misura, perchè evita forti colpi di corrente nello strumento durante le prime prove di aggiustamento e permette quindi di risparmiare la regolazione della sensibilità durante le misure.

Nella 242ª riunione, il 23 novembre, il dottore Tabaracci, del Reparto Materiali, riferendo sull'attività svolta nella sezione per lo studio dei dielettrici durante l'anno 1942, ricorda le varie apparecchiature approntate o modificate in questo periodo: ponte di Schering per tensioni sino a 60 000 V, attrezzatura per il rilievo di caratteristiche di materiali in ambiente opportunamente condizionato, dispositivo per la valutazione di resistenze molto elevate, ponte per misure alle frequenze ultraacustiche, e così via. Fra le ricerche sperimentali, cita in particolare lo studio, tuttora in corso, della variazione con la temperatura delle caratteristiche d'isolamento di nuovi isolanti autarchici proposti per l'uso in macchine elettriche, come ossido d'alluminio, vari tipi di smalti, vetro filato e impregnato, descrivendo i metodi di prova, le precauzioni necessarie per ottenere risultati riproducibili, le difficoltà che s'incontrano nel condizionare i provini ed i mezzi opportuni per ovviarvi. Illustra alcuni fenomeni riscontrati durante le misurazioni sull'ossido di alluminio ed espone alcune ipotesi atte a spiegarli. Buoni risultati ha fornito una nuova resina sintetica autarchica di fabbricazione nazionale, ottenuta partendo da residui della lavorazione del pomodoro.

Nella 245ª riunione, il 25 febbraio, l'ingegnere Madella, della Sezione Elettroacustica, ricorda brevemente le applicazioni dei potenziometri a variazione lineare di attenuazione ed i vantaggi presentati dai dispositivi di questo genere, attuati mediante una vaschetta elettrolitica nella-

quale pesca un elettrodo mobile; e descrive un metodo di calcolo, fondato sulla teoria delle rappresentazioni conformi, che permette di determinare il profilo da assegnare alla vaschetta affinchè il potenziale lungo una determinata traiettoria, rettilinea o circolare, assuma una distribuzione predeterminata. Applica in sèguito il metodo al progetto di potenziometri a variazione lineare di attenuazione, i quali, calcolati in tal modo, presentano, in confronto con altri tipi già noti, taluni vantaggi: in particolare, la semplicità della costruzione, l'indipendenza della legge di distribuzione del potenziale dall'altezza del livello liquido, la possibilità di assegnare all'elettrodo mobile dimensioni notevoli, regolando così a piacere, entro limiti assai vasti, lo smorzamento meccanico del sistema. Il rapporto di potenziali corrispondente ad un dato spostamento angolare dell'elettrodo mobile può essere scelto ad arbitrio, ed una volta calcolato il profilo da assegnare alle superfici equipotenziali ed alle superfici di flusso, è ancora possibile, modificando la forma della vaschetta, regolare entro certi limiti la resistenza elettrica presentata dal potenziometro, senza modificare i calcoli, lasciando invariate la resistività specifica dell'elettrolito e l'altezza di esso nella vaschetta. Si mostra altresì la possibilità di semplificare la forma di questa, conseguendo risultati approssimati con un errore teorico, ch'è riducibile piccolo a piacere qualora si aumenti sufficientemente l'estensione della vaschetta stessa. Rilievi sperimentali sono stati eseguiti con buon esito su alcuni potenziometri calcolati secondo i procedimenti descritti.

Nella 246ª riunione, il 18 marzo, l'ingegnere Torzo, della Sezione Campioni, presenta il libro « A. Schulze: Metallische elektrische Widerstandswerkstoffe », esponendo alcune notizie sui materiali adoperati per la costruzione dei resistori. Dopo avere premesso un accenno alle caratteristiche richieste per le diverse applicazioni ed alle prove atte a determinare le caratteristiche stesse, enumera i materiali attualmente prodotti per costruire elementi per forni, reostati, riduttori e derivatori per strumenti di misura, resistori campione, organi sensibili per termometri e per barometri a resistenza, descrivendo per ciascuno di essi le principali caratteristiche fisiche ed elettriche. Fa particolare menzione dei resistori campione, del grado di efficienza attualmente raggiungibile nella loro costruzione, e delle misure che si compiono su di essi presso i laboratori specializzati.

Nella 247ª riunione, il 15 maggio, l'ingegnere Gatti riferisce sull'attività della Sezione Alto Vuoto, esponendo da prima il lavoro di collaborazione svolto per fornire ad altri reparti dell'Istituto elementi di lavoro o nuovi mezzi d'indagine: lampadine per la misura fotoelettrica di deboli correnti (5÷50 mA) a radiofrequenza, fusibili di precisione per la protezione di ponti per prove su dielettrici sotto tensioni elevate, piccoli diodi per l'alimentazione di tubi oscillografici. Parla poi dell'attuazione di coppie termoelettriche per la misura balistica di valori limitatissimi di energia sotto la forma di correnti alternative, di un tubo per oscillatore di Wreeland ed infine dello studio e dell'attuazione di un dispositivo

per la ricerca quantitativa della carica di sodio nelle valvole per motori d'aviazione.

Nella 248ª riunione, il 31 maggio, l'ingegnere Madella discute l'opportunità d'introdurre, attraverso convenzioni adatte, il concetto di frequenza negativa. Dopo aver esposto le ragioni che suggeriscono tale introduzione, dedotte dall'esame del comportamento di generatori rotanti e di generatori a battimenti, osserva com'essa abbia qualche fondamento nel caso dei sistemi polifasi, per i quali il mutamento di segno della frequenza può essere fatto corrispondere all'inversione del senso ciclico, ed appaia invece ingiustificata nel caso dei sistemi monofasi. Esamina quanto avviene nelle operazioni di conversione di frequenza, considerando numerosi casi di modulatori con entrate ed uscita monofasi o polifasi, e trova così che le convenzioni discusse permettono di rappresentare il risultato di una conversione di frequenza con espressioni molto semplici, nelle quali si tiene contemporaneamente conto dei valori e dei segni delle frequenze in giuoco.

Nella 253ª riunione, il 6 agosto, il professore Zin, della Sezione Telefonia, tratta della costruzione di campi laplassiani piani, ed in particolare del problema della determinazione — assegnati due valori di potenziale V_1 e V_2, ed il campo elettrico E in ogni punto di una curva arbitraria γ del piano $x\,y$ — delle tracce γ_1 e γ_2 di due armature cilindriche equipotenziali perpendicolari al piano $x\,y$, tali che in ogni punto di γ il campo elettrico coincida col campo assegnato E, essendo V_1 e V_2 i potenziali delle due armature. Il quesito, che affiora in varie questioni tecniche, come, per esempio, nella costruzione di potenziometri elettrolitici, si risolve mediante un procedimento generale fondato sull'uso delle funzioni monogene.

Nella 255ª riunione, il 6 ottobre, l'ingegnere Madella riferisce sull'opera svolta presso la Sezione Elettroacustica dal gennaio del 1942: sorvola su gli studi che hanno formato o formeranno oggetto di comunicazioni particolari, e si limita a parlare dell'attività di carattere generale. Sono stati migliorati gli impianti delle camere acustiche, con l'acquisto di altoparlanti di potenza adeguata e con la costruzione di un amplificatore capace di alimentarli con fattori di distorsione bassissimi. Si è rivolta ogni cura all'eliminazione di tutte le possibili cause di smorzamento acustico nella camera riverberante, conseguendo un aumento del tempo di riverberazione che arriva, in corrispondenza di alcune frequenze, fino al 50 %. Per la misura del coefficiente di isolamento acustico di tramezzi, si è adottato il procedimento della prova nei due sensi, il quale permette di evitare molte cause di errore. Si sono perfezionate le attrezzature relative alle indagini su capsule telefoniche, sviluppando un metodo per la misura rapida di impedenze, ed apportando alcune modificazioni all'orecchio artificiale. Una tesi di laurea ha avuto come oggetto il miglioramento della stabilità dei complessi costituiti da un microfono elettrostatico e dal relativo preamplificatore, mediante l'applicazione di controreazione a comando di corrente. *Re.*

Vol. XIII - N. 3 Settembre 1944

ALTA FREQUENZA

INHALT

Nach Erörterung der Eigenschaften der Suchtonanalysatoren mit Nieder- bzw. Hochfrequenzfiltern wird vorgeschlagen, das Niederfrequenzverfahren dadurch zu ändern, dass man eine mehrphasige Suchspannung anwendet. Das ermöglicht das Vorzeichen der Frequenzdifferenz einzuführen, und dadurch die von der Spiegelfrequenz verursachte Doppelanzeige zu vermeiden.

Weitere Verbesserungen werden durch eine ähnliche Abänderung des Doppelüberlagerungsverfahrens erreicht. Zu den Vorteilen des letzteren Verfahrens kommt somit die Möglichkeit hinzu, die Spiegelfrequenz besser zu unterdrücken. Es ist derart möglich, die Frequenz des zweiten Filters ganz tief zu wählen, und so in einem einzigen Gerät die Vorzüge der Nieder- und Hochfrequenzverfahren zu vereinigen d. h. einerseits die Anzeigeeindeutigkeit und eine grosse Analysiergeschwindigkeit, andererseits eine grosse Frequenzstabilität und die Möglichkeit, befriedigende Selektivitätseigenschaften leicht zu erreichen. Es wird ein nach den obenstehenden Richtlinien gebautes Gerät beschrieben, und einige Messergebnisse werden angegeben, die die besagten Eigenschaften erläutern.

Es wird kurz über die Untersuchungen berichtet, die bei dem Nationalen Elektrotechnischen Institut Galileo Ferraris vorgenommen wurden um ein Zentrum für die Rundfunksendung von Normal-Frequenzen (Audiofrequenz von 1000 Hz, Radiofrequenz von 610 kHz) und von einer genauen Zeitangabe zu beschaffen. Es wird eine Uebersicht über die bereits gebauten Apparate gegeben; die Frequenzteilung wird durch Multivibratoren mit Negativ-Steilheits-Röhren erzielt, und das Thema der Zeitangabe wird, ohne Relaisschaltungen, durch eine mit Spalten versehene Drehscheibe erzeugt.

Eine vergleichende Uebersicht der bisher entwickelten elektronischen Frequenzmesser mit Kondensatorladung führt zu einer zusammenfassenden Klassifizierung, bei der drei grundsätzliche Teile in den betrachteten Mess-

geräten unterschieden werden. Der erste Teil ist das Wellenformänderungs-System, der zweite das Gleichrichtungs- und Mess-System, der dritte das Speise-System. Die vorgeschlagene Klassification gibt die Möglichkeit, eine allgemeine Ersatzschaltung der betrachteten Apparate einzuführen und dadurch die Eigenschaften der einzelner Messgeräte und die Wege zur Verbesserung derselben eindeutig zu erklären.

SOMMAIRE

Les analysateurs hétérodynes employant des filtres à basse ou à bien haute fréquence offrent des caractéristiques diverses que l'on examine brièvement. On propose une modification du procédé à basse fréquence, qui consiste à employer une tension auxiliaire polyphasée. Cela permet de tenir compte du signe de la différence entre la fréquence auxiliaire et la fréquence inconnue et d'éviter en conséquence les inconvénients qui découlent de la réflection en correspondance de la fréquence zéro.

On obtient des ultérieures améliorations, en apportant une modification analogue à la méthode de la double hétérodyne, employant un filtre à haute fréquence et un filtre à basse fréquence. Aux advantages de ce procédé on ajoute d'une telle façon la possibilité d'éliminer plus complètement la fréquence image. Il est pourtant possible de choisir pour le second filtre une fréquence très basse, et de réunir ainsi dans un seul appareil les advantages propres des méthodes à haute et à basse fréquence, c'est à dire: l'univocité d'indication et la vitesse d'analyse élevée d'un côté; la stabilité élevée de fréquence et la possibilité d'obtenir facilement des bonnes caractéristiques de sélectivité de l'autre. On décrit un appareil que l'on a construit selon les considérations expliquées, et l'on donne quelques résultats expérimentaux, qui démontrent les caractéristiques susdites.

CONTENTS

Further improvements are reached by modifying in the same way the double heterodyne system, which make use of both high and low frequency filters. Thus it is possible to suppress more completely the image frequency and consequently to choose for the second filter a very low frequency, and to assemble in a single unit the advantages of devices with respectively high-frequency and low-frequency filters, i. e.: the univocity and the speed of analysis on the one hand, the high frequency stability and the possibility to obtain easily good selectivity characteristics, on the other hand. Finally an apparatus is described, which has been built in accordance with the criterions mentioned above, and a few experimental results are related, in order to show the discussed peculiarities.

Studies and experiences are described, which were carried out at the National Electrotechnical Institute Galileo Ferraris in view of standard frequency (audio frequency at 1000 Hz, and radio frequency at 610 kHz) and standard time emissions. A statement of the constructed apparatus is given; the demultiplication is obtained by means of negative transconductance multivibrators, and the theme of the time signal is given, without using relais, by a rotating disc having special splits.

Through a comparative analysis of various electronic condenser-charge frequency-meters, as dealt with in the technical literature, an unitarian classification is introduced, according to which three different fundamental parts are considered in each instrument. The first part is the waveshape transforming system of the examined oscillation, the second is the detecting and measuring system, and the third is the supply system. The proposed classification leads to a general equivalent circuit of the considered frequency-meters, i. e. to a synthesis which allows to point out the characteristics of the various devices and trends to improvements of the sames.

PROF. ANGELO BARBAGELATA, *Direttore responsabile*
Pubblicazione autorizzata P 82 A. P. B.
Stabilimento Tipografico AJANI GIOVANNI & CANALE GIACOMO - Corso S. Maurizio 42-A - TORINO







Num. 4 Dicembre 1944

L'ELETTROTECNICA E ALTA FREQUENZA



PARTE TERZA

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA DI RADIOTECNICA
TELEFONIA
E ACUSTICA APPLICATA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Milano (2/2) - Via San Paolo, N. 10

A.F. XIII-4 DIC. 1944

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. XIII DICEMBRE 1944 N. 4

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Direttore: G. VALLAURI. *Condirettore:* P. LOMBARDI.
Redattori: M. BOELLA; V. GORI; R. SAN NICOLÒ; F. VECCHIACCHI.
Collaboratori ordinari: A. FERRARI-TONIOLO; A. GIACOMINI; A. GIGLI; N. LA BARBERA; A. PINCIROLI; R. SARTORI.

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . . . . **L. 70**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . . . » **56**
IL PRESENTE FASCICOLO (trimestrale) » **36**

ANNATE ARRETRATE: V (1936), VI (1937), CIASCUNA . . . . . . **L. 80**
LE SUCCESSIVE, CIASCUNA . . . . . » **100**

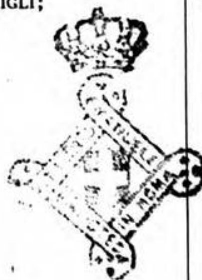
SOMMARIO

Al presente fascicolo sono allegati il frontespizio e gl'indici del volume XIII (1944).

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Direttore: G. Vallauri. *Condirettore:* P. Lombardi.
Redattori: M. Boella; V. Gori; R. San Nicolò; F. Vecchiacchi.
Collaboratori ordinari: A. Ferrari-Toniolo; A. Giacomini; A. Gigli;
N. La Barbera; A. Pinciroli; R. Sartori.



VOLUME XIII
(1944)



ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Milano (2/2) - Via San Paolo, N. 10


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

INDICE PER AUTORI

(A) articoli; (C) cronaca tecnica; (L D) lettere al direttore; (L P) libri e pubblicazioni; (R) recensioni.



Pagine iniziali dei singoli fascicoli del volume: p. 1, n. 1 (marzo); p. 65, n. 2 (giugno); p. 129, n. 3 (settembre); p. 193, n. 4 (dicembre).

G

H

I

J

K

L

M

INDICE PER MATERIE

1. - Acustica applicata ed elettroacustica.

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

2. - Amplificatori.

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

3. - Antenne.

4. - Applicazioni varie.

5. - Circuiti, quadripoli, filtri.

6. - Convertitori, raddrizzatori.

Libri e pubblicazioni

7. - Disturbi e fenomeni perturbatori.

Memorie e articoli

8. - Elettrofisica e magnetofisica.

Memorie e articoli

Informazioni e notizie

9. - Elettrotecnica generale.

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

10. - Fisica generale.

Recensioni

11. - Fonografia e cinematografia sonora.

Cronaca tecnica

12. - Fotoelettricità.

Cronaca tecnica

13. - Generatori, oscillatori, trasmettitori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Informazioni e notizie

14. - Istituti, scuole, esposizioni, congressi.

Memorie e articoli

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

15. - Linee e condutture.

Recensioni

Informazioni e notizie

16. - Materiali.

Recensioni

Informazioni e notizie

17. - Misure.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

18. - Modulazione e rivelazione.

Libri e pubblicazioni

19. - Piezoelettricità e magnetostrizione.

Memorie e articoli

Informazioni e notizie

20. - Propagazione delle radioonde.

Cronaca tecnica

21. - Radiocomunicazioni direttive e radiogoniometria.

Cronaca tecnica

22. - Radiotecnica generale, impianti e accessori.

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

23. - Ricevitori.

Recensioni

Libri e pubblicazioni

24. - Telefonia generale, impianti e accessori.

Recensioni

Cronaca tecnica

Informazioni e notizie

25. - Telegrafia e telescrittura.

Cronaca tecnica

26. - Televisione e trasmissione delle immagini.

Cronaca tecnica

27. - Tubi elettronici.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

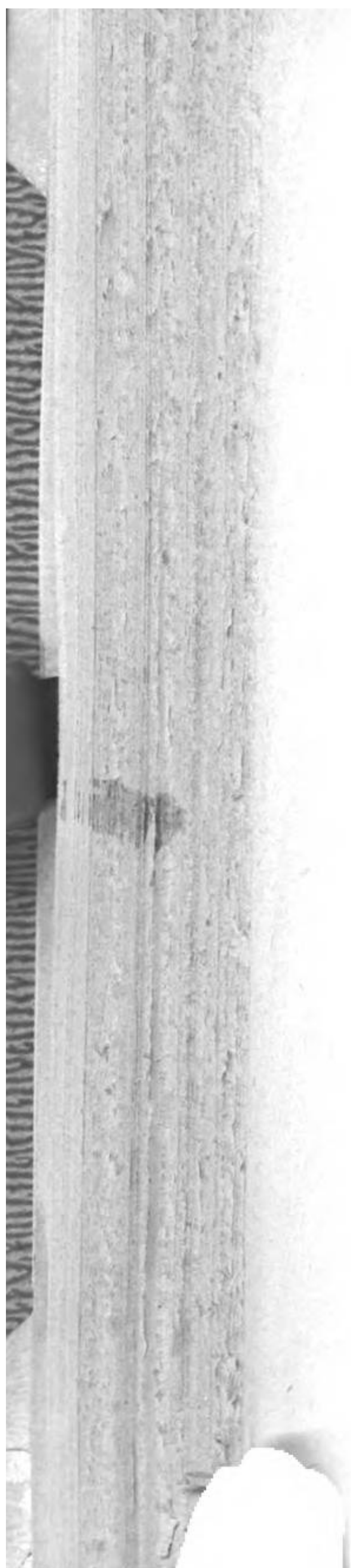
28. - Varie.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma



Vol. XIII Dicembre 1944 N. 4

ALTA FREQUENZA



Rilievo di caratteristiche di tubi.

La determinazione delle caratteristiche statiche dei tubi elettronici di elevata potenza è problema di importanza tecnica molto notevole. La possibilità di progettare un radiotrasmettitore con la sicurezza e con la precisione con cui si progetta un alternatore ci è per ora negata, perchè non possiamo disporre, per i tubi di cui ci vogliamo servire nel primo, di dati così sicuri come quelli relativi ai conduttori, ai ferromagnetici ed ai dielettrici che adoperiamo per il secondo. Per di più non ci è dato di contare sulla perfetta intercambiabilità dei tubi.

S'intuisce facilmente che ogni progresso nella tecnica costruttiva di questi ultimi è legato anzi tutto alla possibilità di rilevare in modo sempre più preciso le loro caratteristiche. Se codesto rilievo si presenta facile per i piccoli tubi, è per contro ben noto che offre ardue difficoltà nel caso dei tubi di potenza, perchè le condizioni di funzionamento che interessano, e che saranno verificate, nell'effettivo servizio, soltanto per una breve frazione di ciascun periodo del fenomeno oscillatorio, non possono essere applicate stabilmente al tubo, per il tempo necessario ad una misura, senza che esso corra sicuro rischio di distruzione. Le caratteristiche debbono perciò essere dedotte per un'altra via, e questa è stata principalmente cercata con l'eseguire il rilievo delle curve « statiche » con metodi « dinamici »; i quali per altro richiedono apparecchiature complesse e costose e non dànno sempre risultati abbastanza approssimati. Ciò ha indotto il dottore GREGORETTI a seguire una strada diversa: quella dei metodi di estrapolazione, in cui i rilievi si fanno ancora staticamente, ma in condizioni di cimento ridotto.

Per giungere ai dati relativi alle condizioni che interessano, occorre pertanto estrapolare i dati ottenuti dall'esperienza. Anche qui il cammino si biforca: secondo una via si può ridurre il cimento del tubo, dando bensì il riscaldamento normale al catodo, ma limitando le tensioni applicate agli altri elettrodi; secondo l'altra si preferisce adoperare le tensioni normali, diminuendo in pari tempo le correnti elettroniche col ridurre il riscaldamento del catodo. Nello studio che pubblichiamo,

è stata scelta questa seconda via, finora non battuta, e se ne sono affrontate le difficoltà, mettendo in rilievo come si possa superarle e quali utili risultati siano in tal modo conseguibili.

Frequenziometri per onde cortissime.

Col progredire della tecnica nel campo delle onde metriche e decimetriche è stato necessario a poco a poco estendere ad esso il perfezionamento dei metodi di misura, come già in passato per i campi delle onde più lunghe. Così in particolare per le valutazioni della frequenza, mentre ancora pochi anni addietro appariva sufficiente la precisione data dall'uso di linee risonanti, o fili di Lecher, attualmente la maggiore stabilità richiesta ai trasmettitori ed ai ricevitori, per meglio utilizzare le gamme di frequenza disponibili, ha reso necessario estendere a tali frequenze i metodi di misura più precisi, usati per quelle più basse.

Nel presente fascicolo, l'ingegnere IOPPOLO mostra appunto l'interessante attuazione di un frequenziometro per onde metriche e decimetriche, il quale accoppia il pregio di un ingombro modesto a quello di una notevole praticità di uso, non sacrificando il merito di un'elevata precisione di misura.

Sensibilità di ponti di misura.

Nello studio sempre più vasto dei sistemi misuratori che utilizzano il vecchio, ma ognora fecondo sistema a ponte, ci si è da qualche tempo orientati verso un'analisi approfondita delle condizioni di massima sensibilità. L'affinamento delle misure, giunto ai suoi estremi limiti, deve infatti tener conto in modo particolare dei perfezionamenti che si possono ottenere migliorando codeste condizioni; le quali notoriamente dipendono, in generale, in maniera abbastanza complessa dalle molteplici variabili in giuoco. Se però ci si limita a casi che rientrino in ipotesi particolari, si possono dare indicazioni e regole pratiche per semplificare il problema, determinando per esempio certi parametri, utili a caratterizzare in forma sintetica le condizioni di sensibilità del ponte: l'argomento è già stato trattato, anche nella nostra rivista.

Nell'articolo che ora compare, il dottore MONTALENTI si prefigge di risolvere la questione, pur quando si abbandonino le condizioni restrittive degli studi precedenti, in particolare quelle dell'alimentazione a tensione costante e dell'impedenza della diagonale rivelatrice di valore molto elevato. La maggiore generalità, non disgiunta dal soddisfacente carattere pratico e semplice delle soluzioni indicate, è il pregio fondamentale del lavoro, che si presenta opportunamente corredato da esempi di applicazioni.

LA REDAZIONE.

DETERMINAZIONE DELLE CARATTERISTICHE STATICHE DI TUBI ELETTRONICI PER ESTRAPOLAZIONE

GIULIO GREGORETTI

Viene studiato un metodo di determinazione delle caratteristiche di tubi elettronici per estrapolazione, poco noto. Esso si effettua mediante la deduzione delle correnti di emissione, corrispondenti alla tensione normale di riscaldamento del catodo, da quelle relative a tensioni ridotte, e mediante la conoscenza della ripartizione della corrente di emissione fra gli elettrodi collettori. Il procedimento viene completato nella prima parte tenendo conto della non equipotenzialità del catodo e della variazione della corrente di saturazione con le tensioni elettrodiche, e nella seconda parte proponendo un nuovo metodo per la determinazione della ripartizione della corrente di emissione, che costituiva la principale difficoltà specialmente nel caso di emissione secondaria.

1. - Generalità.

Nella determinazione delle caratteristiche statiche di tubi elettronici, allorchè il tubo in esame è di potenza rilevante (ad esempio di alcuni kilowatt) il rilievo con metodi dinamici (1) richiede un'apparecchiatura complessa e costosa. Nei casi in cui non occorra un'approssimazione molto elevata è vantaggioso ricorrere ai così detti metodi di estrapolazione che non esigono apparecchiature speciali.

Essenzialmente si hanno due procedimenti, di cui il primo, denominato « metodo per tensioni crescenti », permette la determinazione della caratteristica di emissione limitatamente alla regione di carica spaziale. Il secondo, al quale opportunamente si potrebbe assegnare la denominazione di « metodo di estrapolazione per emissioni crescenti », se pure più complesso del primo, presenta il pregio di permettere la determinazione delle caratteristiche in tutta la loro estensione. Non risulta che rilievi sperimentali siano seguiti alla proposta di tale metodo (2).

Con il primo dei due metodi su accennati l'andamento della corrente di emissione viene dedotto dalla misura della corrente di emis-

(1) Si denominano « dinamici » quei metodi nei quali per il rilievo si usano tensioni rapidamente variabili, così da limitare a valori permessi la potenza dissipata.

(2) J. Bell, J. W. Davies a. B. S. Gossling: High-power valves: construction, testing, and operation - J. I. E. E., 1938, LXXXIII, p. 176.

sione a tensioni elettrodiche ridotte. Scritta la relazione di Langmuir nella forma logaritmica:

$$\log I_e = \log K + \alpha \log V_e ,$$

dove I_e è la corrente di emissione e V_e è la tensione elettrodica equivalente $\left(V_e = V_g + \frac{V_a}{\mu}\right)$, se si porta $\log I_e$ in ordinate e $\log V_e$ in ascisse si ha una retta che intercetta sull'asse delle ordinate un segmento uguale a $\log K$ e che forma con l'asse delle ascisse un angolo la cui tangente è α. I punti corrispondenti a piccoli valori di corrente possono venir rilevati con metodo statico senza danneggiare il tubo. Determinate così le costanti K ed α, e noto il fattore di amplificazione μ, la corrente di emissione I_e, per qualsiasi coppia di valori di V_a e di V_g, viene dedotta per estrapolazione.

In relazione con tale metodo si possono fare le seguenti osservazioni: 1) esso non consente d'individuare la regione in cui incomincia a manifestarsi il fenomeno di saturazione; 2) il fattore di amplificazione, riferito alla corrente di emissione, non è costante ma varia leggermente con il rapporto fra la tensione anodica e la tensione di griglia, specialmente per piccoli valori delle tensioni; 3) la deduzione dei valori delle correnti anodica e di griglia dalla conoscenza del valore della corrente di emissione può venir effettuata soltanto attraverso relazioni approssimate, dedotte dall'esperienza.

2. - Metodo di estrapolazione per emissioni crescenti.

Il metodo è applicabile ai soli casi in cui il catodo sia costituito da un metallo puro di cui siano ben note le caratteristiche di emissione (3).

a) Principio del metodo. — Permette di determinare la caratteristica della corrente di emissione I_e in funzione della tensione equivalente V_e, in tutta la sua estensione, noti che siano il valore della corrente di saturazione, in corrispondenza della corrente di riscaldamento normale, ed una caratteristica relativa ad una corrente di riscaldamento ridotta, rilevata con procedimento opportuno.

All'uopo in un sistema cartesiano ortogonale, avente per ascisse il logaritmo della tensione equivalente e per ordinate il logaritmo della corrente di emissione (fig. 1), si riportano i punti iniziali della linea SZ, relativa alla regione di carica spaziale, ed una caratteristica completa, SA, per corrente di riscaldamento ridotta rilevate sperimentalmente.

A questo punto per ottenere la caratteristica per la tensione di riscaldamento normale (indicata con SX), dapprima si determina un suo generico punto X_1 nella regione di saturazione, nel modo che si dirà

(3) Per il tungsteno i dati sono esposti in: H. A. Jones a. I. Langmuir: The characteristics of tungsten filaments as functions of temperature - G. E. R., 1927, XXX, p. 310, 354 e 408.

nel seguito, e si conduce per tale punto la parallela alla $S\,Z$. Quindi si misura la lunghezza del segmento $A_1\,X_1$ e si riporta un segmento uguale a questo nella direzione della $S\,Z$, a partire da un numero discreto di punti della $S\,A$. Si ottiene così per punti la caratteristica cercata.

Il procedimento discende dalle considerazioni che seguono. A causa della particolare distribuzione della temperatura sul catodo e della sua struttura superficiale, per un determinato valore della tensione elettrodica equivalente la corrente originata da certe porzioni della superficie è determinata dalla temperatura, mentre la corrente proveniente dalle restanti porzioni è invece determinata dalla carica spaziale. Si supponga di aumentare la temperatura del catodo in modo che la corrente di saturazione in tutte le sue parti diventi n volte maggiore e di moltiplicare per n il valore della tensione equivalente. Le regioni del catodo che originavano nella prima condizione una corrente I_{11}, regolata dalla carica spaziale, dànno origine, nella seconda condizione, ad una corrente I_{12} n volte maggiore di I_{11}, essendo tuttora determinata dalla carica spaziale. Analogamente le porzioni del catodo, che originavano una corrente I_{21}, eguale alla corrente di saturazione e quindi determinata dalla temperatura, dànno origine ad una corrente n volte maggiore I_{22}, ancora determinata dalla temperatura.

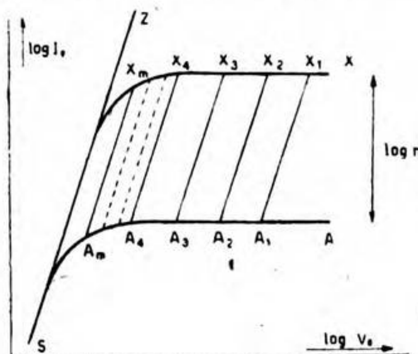


Fig. 1. — Esemplificazione del procedimento di estrapolazione.

Infine, con riferimento alla figura 1, detta log n la differenza delle ordinate dei punti X_m e dei punti A_m nella zona di saturazione, passando da un qualsiasi punto A_m ad un qualsiasi punto X_m la corrente aumenta di n volte e la tensione di n volte, e quindi, per quanto detto, il nuovo punto appartiene ad una caratteristica del medesimo catodo a cui appartiene la $S\,A$, ma relativa ad una emissione n volte maggiore.

b) Modalità di applicazione e osservazioni. — Nella determinazione degli elementi da introdurre nel grafico di estrapolazione è opportuno, al fine di limitare le cause di errore, tener presenti le seguenti precauzioni: 1) nel rilievo della caratteristica $S\,A$ si deve evitare, per tensioni anodiche elevate, il riscaldamento supplementare del catodo per irradiamento di calore dall'anodo, il cui effetto può produrre errori nell'estrapolazione; 2) la caratteristica rettilinea $S\,Z$ viene determinata rilevando sperimentalmente alcuni punti iniziali, fino a tensioni tali che la potenza dissipata sugli elettrodi non produca danni al tubo.

Al metodo si possono fare le osservazioni che seguono.

1) Per giustificare il procedimento di estrapolazione si è ammesso di aumentare la tensione anodica di *n* volte e l'emissione di *tutte* le parti del catodo di *n* volte. In realtà ciò non è possibile a causa delle differenti temperature lungo il catodo e della sua struttura fisica superficiale. In pratica però questa divergenza dall'ipotesi teorica non infirma il metodo.

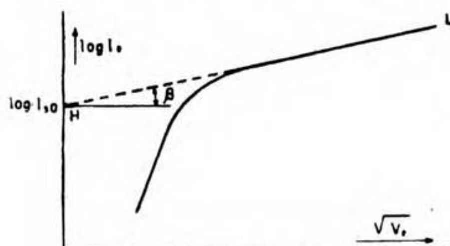


Fig. 2. — **Esemplificazione della determinazione per estrapolazione della corrente di saturazione I_{so}.**

2) Il metodo è valido soltanto se si considera trascurabile l'effetto del campo elettrico sulla corrente di saturazione. Una tale semplificazione non può venir generalmente ammessa per i tubi usuali. Per tener conto di codesto effetto è d'uopo adottare un procedimento analogo a quello usato da altri autori nei metodi di determinazione della corrente di saturazione per estrapolazione (4). Nel grafico di figura 1 si devono introdurre valori di corrente, dai quali siano state sottratte le parti dovute all'effetto del campo sulla corrente di saturazione, ed ai valori che si ottengono per estrapolazione devono essere aggiunte in un secondo tempo le parti per il medesimo effetto corrispondenti ai relativi valori di tensione.

La determinazione della correzione dei valori di partenza viene allora effettuata con un'altra estrapolazione. All'uopo si riporta il logaritmo delle correnti, pertinenti alla caratteristica SA della figura 1, in funzione della radice quadrata della tensione equivalente V_e, ottenendo una nuova caratteristica (fig. 2), che ha andamento rettilineo per i valori di saturazione. Il prolungamento della parte rettilinea incontra l'asse delle ordinate in un punto H, che rappresenta il valore del logaritmo della corrente saturata in assenza dell'effetto del campo elettrico sulla corrente. Infatti dalla relazione di Schottky, che dà il valore della corrente di emissione nella zona di saturazione:

$$I_s = I_{so}\, e^{(S/T)\sqrt{V_e}}\,,$$

si ha:

$$\log I_s = \log I_{so} + \frac{S}{T}\sqrt{V_e}\,, \qquad [1]$$

ove S rappresenta una costante, e T la temperatura assoluta del catodo. Nel grafico di estrapolazione (fig. 1) la caratteristica SA risulta sosti-

(4) R. Warnecke: Sur le courant dit « de saturation » dans les tubes électroniques d'émission a cathode incandescente - Bull. S. F. R., 1939, XIII, p. 45.

tuita con un'altra che, per le tensioni alle quali vale la legge della carica spaziale, coincide con la $S A$, mentre per le tensioni, alle quali vale la legge della saturazione completa, conserva un valore costante I_{so}, dato dall'estrapolazione prima indicata (fig. 2). Per le tensioni intermedie, fra quelle di carica spaziale e quelle di saturazione, la correzione è indeterminata, ma minore di quella data dalla [1].

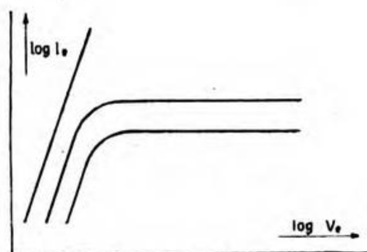


Fig. 3. — Esemplificazione di curve di emissione per diverse tensioni di riscaldamento del catodo.

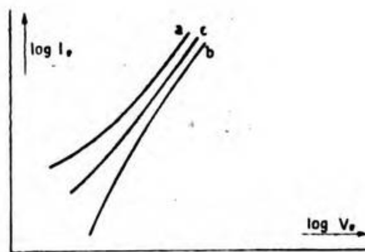


Fig. 4. — Esemplificazione di curve di emissione per tensione di riscaldamento normale.

Dalla relazione [1] si desume che l'inclinazione β della retta $H L$ della figura 2 ha come tangente il valore S/T, inversamente proporzionale alla temperatura assoluta del catodo.

Ottenuta la caratteristica estrapolata, per tener conto dell'effetto del campo sull'emissione basta aggiungere alle correnti, nella zona di saturazione, gl'incrementi $\Delta \log I_s$ dati dalla [1]. La temperatura assoluta T viene desunta indirettamente ricorrendo ad apposite tabelle (3), l'uso delle quali richiede la conoscenza delle dimensioni e della natura del catodo, e della tensione ad esso applicata; S viene dedotta rilevando la pendenza β per una tensione di riscaldamento ridotta, e determinando la relativa temperatura T.

3) L'ipotesi ammessa, nell'esposizione del metodo, che le parti iniziali rettilinee delle caratteristiche $\log I_e = f(\log V_e)$, per le diverse tensioni di riscaldamento, si sovrapponessero, non è verificata. Al variare della tensione di riscaldamento varia la temperatura del catodo e conseguentemente la velocità di uscita degli elettroni ed il diametro del catodo virtuale; le caratteristiche risultano quindi spostate lateralmente l'una rispetto all'altra (fig. 3). Per eliminare i conseguenti errori nell'estrapolazione basta traslare lateralmente la caratteristica ad emissione ridotta fino a sovrapporre la sua parte rettilinea nella zona di carica spaziale su quella della caratteristica a riscaldamento normale.

4) La perfetta rettilineità della parte della caratteristica di emissione regolata dalla carica spaziale, per tensione di riscaldamento normale, è verificata soltanto in casi particolari. Nel caso di riscaldamento

con corrente continua, secondo che il polo negativo della sorgente di tensione anodica viene collegato con l'estremo positivo del catodo o con quello negativo si ottengono caratteristiche rispettivamente del tipo *a* e *b* di figura 4. Se invece tale polo viene collegato ai due estremi del catodo attraverso due resistenze di valore eguale (R_1 ed R_2 di figura 19), tanto con riscaldamento con corrente continua quanto con corrente alternata si ottiene una curva del tipo *c*. Questa si ricava pure col riscaldamento con corrente alternata collegando la sorgente anodica direttamente ad uno degli estremi del catodo. Fra le diverse cause che provocano le differenze fra le caratteristiche *a*, *b* e *c* e la loro deviazione dalla forma rettilinea, la principale è la non equipotenzialità del catodo. A differenza delle *a* e *b* la *c* si scosta sensibilmente dall'andamento rettilineo soltanto per tensioni inferiori a circa il doppio della tensione di riscaldamento ed è quindi la più adatta per venir utilizzata nel procedimento di estrapolazione (5). La direzione di estrapolazione è determinata dalla retta $S' Z$, prolungamento della parte rettilinea della $S Z$ (fig. 5).

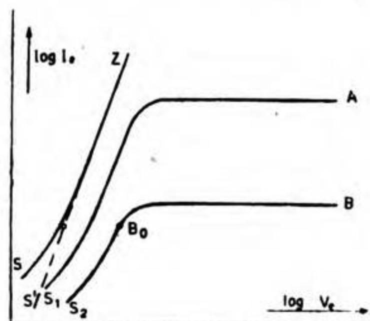


Fig. 5. — Esemplificazione di curve di emissione utilizzabili per l'estrapolazione.

Allo scopo di ridurre ulteriormente gli errori derivanti dalla leggera curvatura iniziale della $S Z$ si rileva la curva a riscaldamento ridotto ($S_1 A$ di figura 5) per la più elevata tensione di riscaldamento possibile, in modo che la sua parte superiore nella zona di carica spaziale sia rettilinea, così che dopo la traslazione a sinistra la curva a riscaldamento ridotto e quella a riscaldamento normale abbiano la parte rettilinea in comune. Nel caso che non si possa rilevare una caratteristica completa ad emissione ridotta con una parte rettilinea nella zona di carica spaziale, la traslazione a sinistra della caratteristica completa $S_2 B$ viene effettuata fino a portare sulla retta $S' Z$ il punto della caratteristica B_0 in cui incomincia a manifestarsi la saturazione e che è caratterizzato dal fatto di trovarsi su un flesso.

5) Permane l'inconveniente, già citato per il metodo di estrapolazione per tensioni crescenti, dovuto alla difficoltà di determinare la ripartizione della corrente di emissione fra la placca e la griglia.

---

(5) Disponendo di una delle caratteristiche *a* e *b* si può pervenire alla *c*, per la prima sottraendo, per la seconda sommando ai valori della tensione equivalente metà del valore della tensione di riscaldamento moltiplicato per $\left(1 + \frac{1}{\mu_t}\right)$.

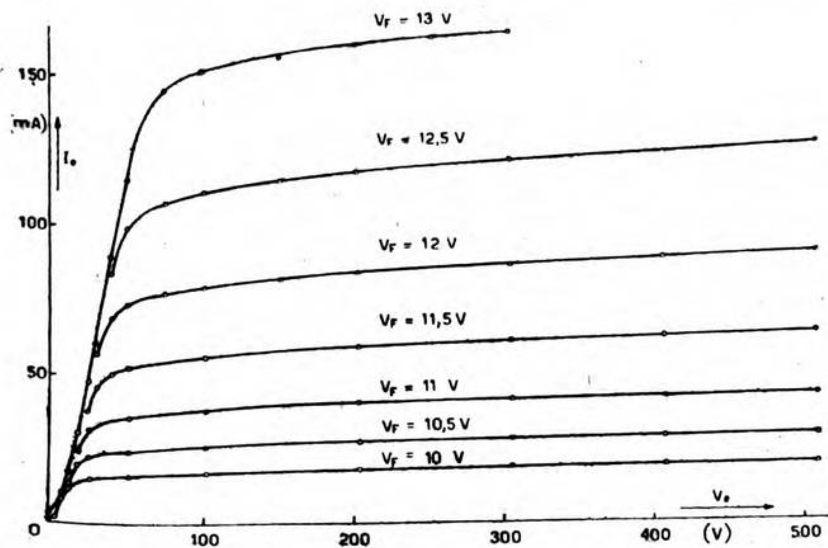


Fig. 6. — Caratteristiche $I_e = f(V_e)$ per diverse tensioni di riscaldamento (tubo TA 3/500 K I Philips).

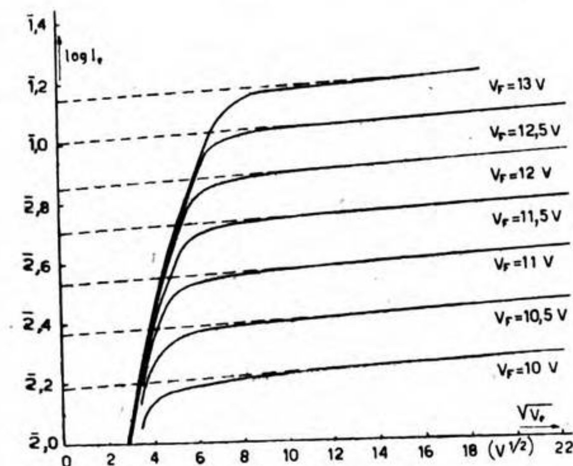


Fig. 7. — Famiglia di caratteristiche $\log I_e = f(\sqrt{V_e})$ (tubo TA 3/500 KI): $\log I_e = 0$ per $I_e = 1$ A.

c) ***Rilievi sperimentali.*** — Allo scopo di assoggettare a comprova sperimentale il metodo è stata eseguita una serie di misure su un tubo

TA 3/500 KI Philips [6]. Rilevata una famiglia di caratteristiche (fig. 6) della corrente di emissione in funzione della tensione equivalente, essendo la tensione anodica eguale a quella di griglia ed assumendo come parametro la tensione di riscaldamento, i medesimi dati si sono anche riportati in una seconda famiglia di curve $\log I_e = f(\sqrt{V_e})$ (fig. 7) [7].

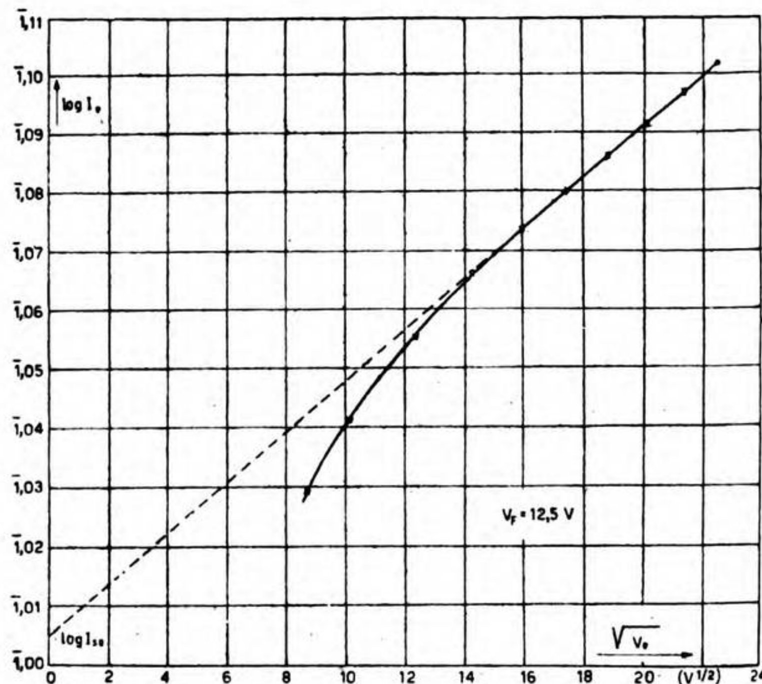


Fig. 8. — Particolare di una delle curve della figura precedente: i punti indicati con un cerchietto sono stati rilevati per tensioni crescenti, quelli indicati con una crocetta per tensioni decrescenti.

I prolungamenti dei tratti rettilinei delle curve, tratteggiati in figura (denominati rette di Schottky), incontrano l'asse delle ascisse in punti

(6) I dati caratteristici del tubo (forniti dal costruttore) sono i seguenti: tensione di riscaldamento $V_f = 16$ V; corrente di riscaldamento $I_f = 8{,}5$ A; tensione anodica consigliata $V_a = 4$ kV; corrente di saturazione $I_s = 0{,}7$ A; potenza massima dissipabile sull'anodo $W_a = 400$ W; fattore di amplificazione $\mu = 40$; diametro del catodo $d = 0{,}3$ mm. Il fattore di amplificazione relativo alla corrente totale μ_t è risultato essere eguale a 42.

(7) I valori numerici dei logaritmi che compaiono in questa figura e nelle successive sono calcolati nella base 10.

che rappresentano il logaritmo della corrente di saturazione depurato dell'effetto del campo elettrico. Il particolare di una di queste curve (corrispondente a quella di figura 2), con la scala delle ordinate molto dilatata, è dato nella figura 8. Le misure sono state eseguite con una precisione nelle letture delle tensioni di riscaldamento dell'ordine del

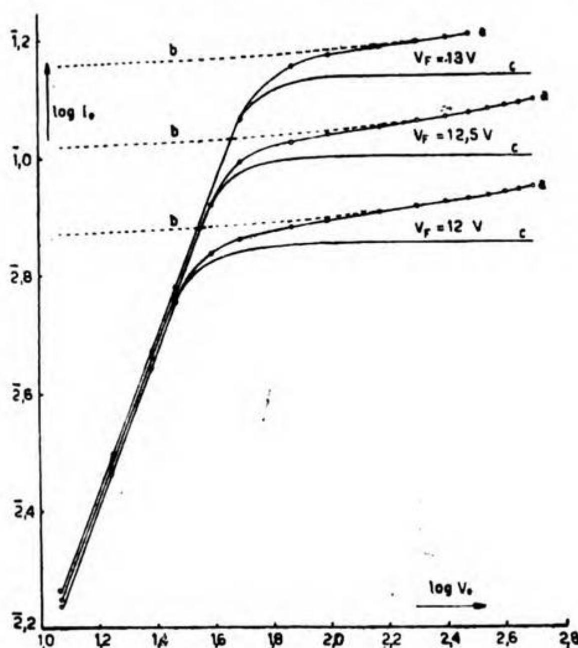


Fig. 9. — Caratteristiche log $I_e = f$ (log V_e) per tensioni di riscaldamento ridotte (tubo TA 3/500 KI): log I_e = 0 per I_e = 1 A e log V_e = 0 per V_e = 1 V.

2,5 ‰, così da avere un errore nella ripetibilità della misura di I_{so} dell'ordine dell'1 %, e con una costanza della medesima tensione del 0,3 ‰ durante il rilievo dei tratti delle rette di Schottky, così da permettere la determinazione della pendenza con l'approssimazione del 2 % e limitare la conseguente ulteriore indeterminazione di I_{so} entro il 5 ‰. A differenza da quanto previsto dalla teoria, ed in particolare dalla relazione [1] non si è trovata una variazione sensibile della pendenza β della retta di Schottky al variare della temperatura, come risulta dalla tabella I. Secondo la teoria, passando dal primo all'ultimo dei valori estremi considerati per la tensione di riscaldamento si dovrebbe avere una graduale diminuzione di tan β del 7 %.

TABELLA I.

V_f (V)	10	10,5	11	11,5	12	12,5
$\tan\beta \cdot 10^3$	$4{,}3_2$	$4{,}2_5$	$4{,}3_5$	$4{,}3_0$	$4{,}3_3$	$4{,}3_1$

Nella figura 9 sono riportate tre curve di emissione (*a*) per tre diverse tensioni di riscaldamento, le curve corrispondenti alle relative rette di Schottky (*b*) ed infine le tre curve di emissione corrette (*c*) depurate dell'effetto del campo sulla corrente di saturazione.

La figura 10 riproduce tre distinte curve di emissione del tubo in

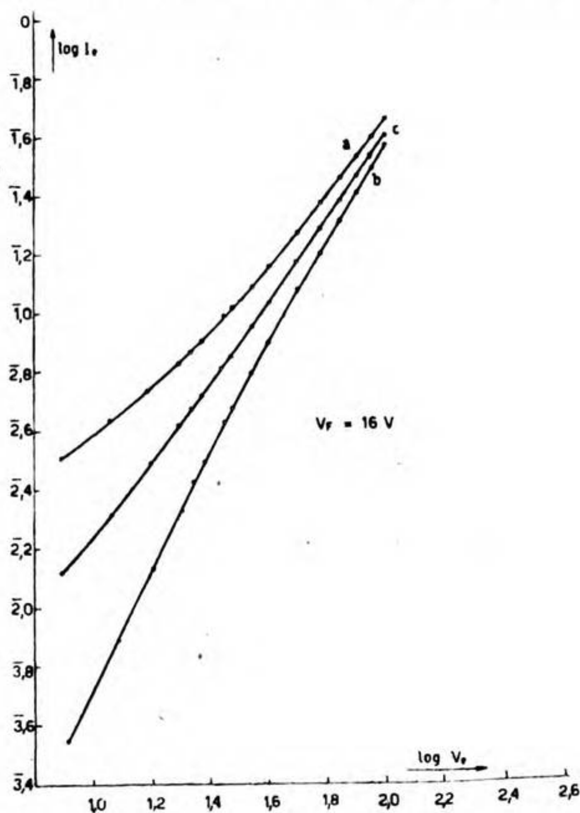


Fig. 10. — Curve di emissione $\log I_e = f(\log V_e)$ per tensione di riscaldamento normale, per diversi modi di collegamento del catodo col polo negativo della sorgente anodica (tubo TA 3/500 KI): $\log I_e = 0$ per $I_e = 1$ A e $\log V_e = 0$ per $V_e = 1$ V.

esame per tensione di riscaldamento normale, corrispondenti a quelle della figura 4. Nella figura 11 sono indicate due delle curve corrette (S_1A ed S_2B) della figura 9, relative a tensioni di riscaldamento ridotte, e la curva (*c*) della figura 10, denominata curva $S\,Z$. Si nota in modo evidente

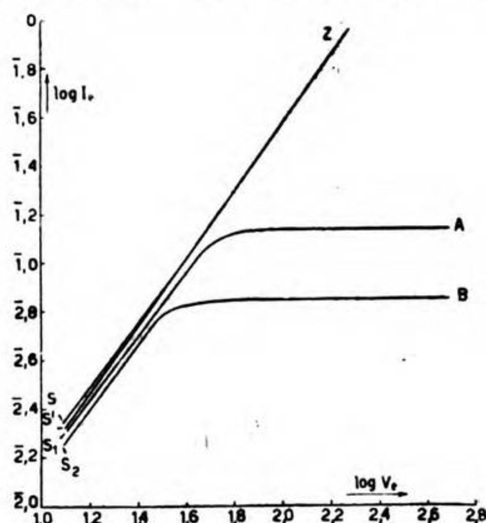


Fig. 11. — Curve di emissione $\log I_e = f\,(\log V_e)$ per diverse tensioni di riscaldamento (tubo TA 3/500 KI): $\log I_e = 0$ per $I_e = 1$ A e $\log V_e = 0$ per $V_e = 1$ V.

che eseguendo il procedimento di estrapolazione con la linea $S\,Z$ e con una delle curve di figura 9 si commetterebbero errori notevoli. Questi errori sono eliminati, nel caso che si utilizzi la S_1A, spostando lateralmente questa caratteristica fino a far coincidere la sua parte rettilinea con quella della $S\,Z$, e, nel caso che si utilizzi la S_2B, spostando lateralmente questa caratteristica fino a portare il punto di flesso B_0 sul prolungamento $S'\,Z$ della parte rettilinea della $S\,Z$ (fig. 12).

Determinato, con metodo a cui si accennerà nel seguito, il valore della corrente di saturazione per la tensione di riscaldamento normale, è stato segnato un punto X_0, a cui corrisponde una tale corrente ed è stata tracciata la caratteristica $S\,X$ corrispondente alla tensione di riscaldamento normale nell'ipotesi che il campo elettrico non influenzi la corrente di saturazione (fig. 12).

La curva di emissione reale $S\,X'$ è stata dedotta dalla $S\,X$ e dalla $E\,X'$, corrispondente alla retta di Schottky. La pendenza β di quest'ultima è stata considerata costante e di valore eguale a quello delle rette rilevate per tensione di riscaldamento ridotta; ad una sua variazione con la temperatura corrisponderebbe una differenza nel valore della corrente, per $V_e = 200$ V, di circa 2 % in meno.

3. - Ripartizione della corrente di emissione fra l'anodo e la griglia.

Gli studi svolti in questo campo hanno permesso di constatare che la ripartizione della corrente di emissione fra l'anodo e la griglia, in un dato tubo, è funzione del rapporto fra la tensione anodica e quella di griglia. Nell'ipotesi che l'effetto della carica spaziale sulla ripartizione della

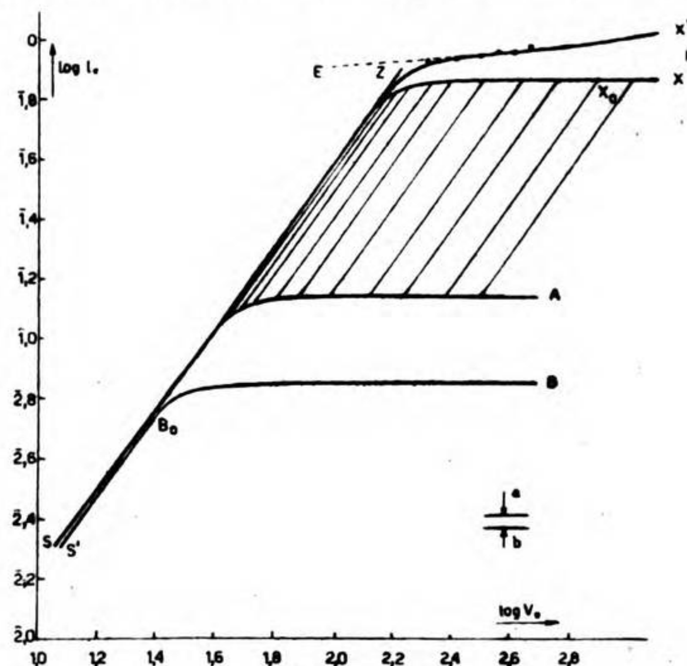


Fig. 12. — Determinazione per estrapolazione della caratteristica di emissione (tubo TA 3/500 KI): log $I_e = 0$ per $I_e = 1$ A e log $V_e = 0$ per $V_e = 1$ V. L'intervallo *a b* rappresenta una variazione del 10 % nel valore della corrente di emissione. I punti della linea SX' indicati con un cerchietto sono stati rilevati con metodo dinamico, come comprova sperimentale.

corrente sia trascurabile e che non si presentino fenomeni di emissione secondaria, è stata dedotta teoricamente e verificata sperimentalmente la legge ([8]):

$$\frac{I_a}{I_g} = \frac{L + M\,\dfrac{V_a}{V_g}}{P - Q\,\dfrac{V_a}{V_g}},$$

([8]) K. SPANGENBERG: Current division in plane-electrode triodes - Proc. I.R.E. 1940, XXVIII, p. 226.

H. ROTHE u. W. KLEEN: Grundlagen und Kennlinien der Elektronenröhren, - Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1943.

con L, M, P e Q costanti, dipendenti soltanto dalle dimensioni relative degli elettrodi. Questa legge può essere messa anche sotto la forma approssimata:

$$\frac{I_a}{I_g} = \delta \left(\frac{V_a}{V_g} \right)^{\alpha},$$

con α variabile fra 1/4 e 3/4. Diversi ricercatori hanno constatato che si può porre addirittura $\alpha = 1/2$ per una vasta gamma di valori del rapporto V_a/V_g (9).

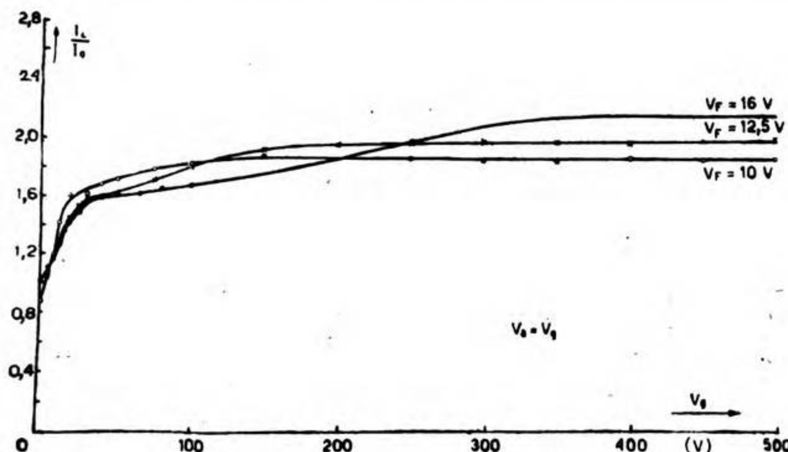


Fig. 13. — Caratteristiche $I_a/I_g = f(V_g)$ per $V_a = V_g$ (tubo TA 3/500 KI).

I valori di I_a e I_g, corrispondenti ad una elevata dissipazione di potenza nel tubo considerato, per dati valori di I_e, V_a e V_g, possono venir determinati mediante una delle due equazioni citate dopo aver dedotto in corrispondenza di piccoli valori delle correnti I_a e I_g, rispettivamente, α e δ, ovvero L, M, P e Q, per ogni rapporto V_a/V_g.

In realtà per tensioni di griglia inferiori alla tensione anodica si presentano quasi sempre fenomeni di emissione secondaria che complicano

(9) H. Rothe u. W. Kleen: loc. cit. nota (8).
F. Tank: Zur Kenntnis der Vorgänge in Elektronenröhren - Jahrb. d. draht. T. u. T., 1922, XX, p. 82.
H. Lange: Die Stromverteilung in Dreielektrodenröhren und ihre Bedeutung für die Messung der Voltaspannungen - Z. f. H. F. Techn., 1928, XXXI, p. 105, 133 e 191.
D. M. Myers: Division of primary electron current between grid and anode of a triode - Proc. Phys. Soc., 1937, IL, p. 264.
W. L. Everitt u. K. Spangenberg: Grid-current flow as a factor in the design of vacuum-tube power amplifiers - Proc. I. R. E., 1938, XXVI, p. 612.

le relazioni fra le correnti elettrodiche e le tensioni. Perciò si è studiato un procedimento d'estrapolazione particolare, che sembra promettente anche nei casi di emissione secondaria. Esso si basa sul fatto che riportando il rapporto I_a/I_g in funzione di V_g (per V_a/V_g costante) e pren-

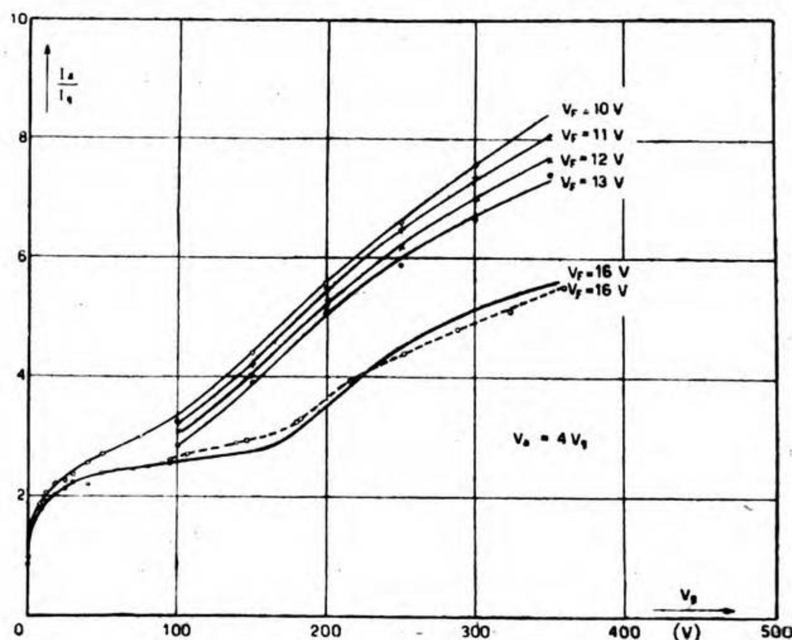


Fig. 14. — Caratteristiche $I_a/I_g = f(V_g)$ per $V_a = 4\ V_g$ (tubo TA 3/500 KI).

dendo come parametro la tensione di riscaldamento V_f, si ottiene una famiglia di caratteristiche che hanno andamenti poco variabili al variare di V_f. Ogni caratteristica è costituita da una parte iniziale con forte pendenza, il cui andamento è determinato dal non essere il catodo equipotenziale, da una seconda parte, quasi rettilinea con leggera pendenza, corrispondente alle tensioni per cui l'emissione è ancora regolata dalla carica spaziale, ed infine da una terza parte, corrispondente alle tensioni per le quali l'emissione avviene in condizioni di saturazione, che è costituita da rette orizzontali (per $V_a = V_g$) o da linee con forte pendenza (per $V_a > V_g$) per la presenza di emissione secondaria. La prima parte è praticamente comune a tutte le caratteristiche di una famiglia. La seconda è notevolmente estesa soltanto per le tensioni di riscaldamento vicine a quella normale; per le tensioni di riscaldamento molto ridotte si riduce ad un flesso. Due esempi sono dati nelle figure 13 e 14 per il tubo TA 3/500 KI, rispettivamente per $V_a = V_g$ e $V_a = 4\ V_g$.

L'andamento di I_a/I_g per la tensione di riscaldamento normale è stato dedotto nel modo che segue. Rilevata anzittutto la prima parte di detta caratteristica e la seconda fino a raggiungere la massima potenza dissipabile sugli elettrodi, si è estrapolata codesta seconda parte fino in

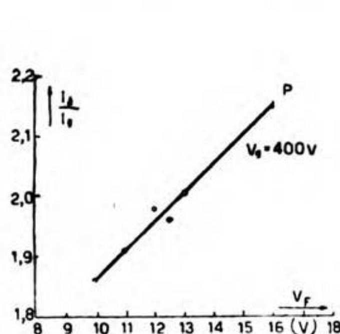


Fig. 15. — Determinazione per estrapolazione di I_a/I_g nella zone di saturazione per $V_a = V_g$ e V_f normale (tubo TA 3/500 KI).

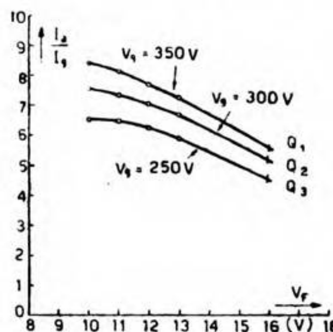


Fig. 16. — Determinazione per estrapolazione di I_a/I_g nella zona di saturazione per $V_a = 4V_g$ e V_f normale (tubo TA 3/500 KI).

corrispondenza delle tensioni equivalenti per cui ha inizio la saturazione. Ad esempio per il tubo considerato la tensione di inizio della saturazione viene dedotta dalla figura 8 ed ha il valore di 180 V. La terza parte viene infine dedotta per estrapolazione dei valori rilevati per tensioni di riscaldamento ridotte. Due esempi di tali estrapolazioni sono dati rispettivamente nella figura 15, relativa alla figura 13, nella quale P è il punto estrapolato, e nella figura 16, relativa alla figura 14, nella quale Q_1, Q_2 e Q_3 sono i punti estrapolati. Al fine di comprovare il presente metodo la caratteristica per tensione di riscaldamento normale $V_f = 16$ V, per $V_a = 4\ V_g$ (fig. 14), è stata rilevata con un metodo dinamico, ad impulsi rettangolari periodici (curva tratteggiata). Come si può notare, le differenze fra le due curve risultano contenute nel 10 %. Si è comprovata l'attendibilità del metodo anche per rapporti V_a/V_g relativamente elevati (maggiori di 10).

Lo scrivente ringrazia il professore Vallauri per l'interessamento al presente lavoro, ed il professore Pinciroli per gli utili consigli.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

APPENDICE I.

Determinazione della corrente di saturazione.

La determinazione della corrente di saturazione nei tubi di grande potenza si esegue generalmente con metodi di estrapolazione. Questi si fondano sulla possibilità di ottenere una dipendenza lineare tra il logaritmo della corrente di saturazione ed una grandezza opportuna, funzione della corrente di riscaldamento. Uno dei procedimenti più semplici (²) utilizza la dipendenza fra il logaritmo della corrente di saturazione e l'inverso della corrente di riscaldamento. La figura 17 è relativa al tubo TA 3/500 KI già considerato. Il metodo si presta soltanto per estrapolazioni nel rapporto di uno a due dei valori delle correnti di saturazione. Errori accentuati si hanno per estrapolazioni più estese. Ad esempio nel caso di figura 17, con estrapolazione nel rapporto di uno a cinque, si è avuto un errore del 20 % rispetto al risultato ottenuto col metodo che segue.

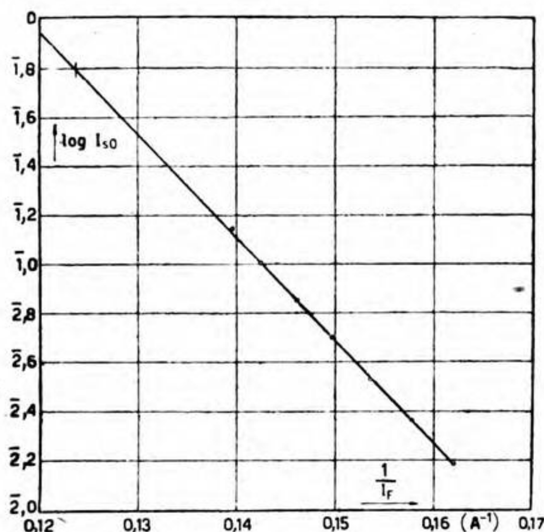


Fig. 17. — Determinazione per estrapolazione della corrente di saturazione per V_f normale.

Viene ora illustrato un metodo che dà risultati precisi anche per estrapolazioni nel rapporto da uno a dieci. In questo caso si utilizza la dipendenza lineare tra il logaritmo della corrente di saturazione e l'inverso della temperatura assoluta del catodo (²) (⁴). Un esempio è dato nella

figura 18 per il tubo TA 3/500 KI. L'andamento lineare deriva dal fatto che l'equazione di Richardson:

$$I_{so} = A\, T^2\, e^{-b/T}$$

si può mettere sotto la forma approssimata:

[2] $$I_{so} = K\, e^{-b/T}\,,$$

perchè, dato il valore numerico della costante b, il fattore quadratico produce nel risultato piccole variazioni in confronto con quelle prodotte

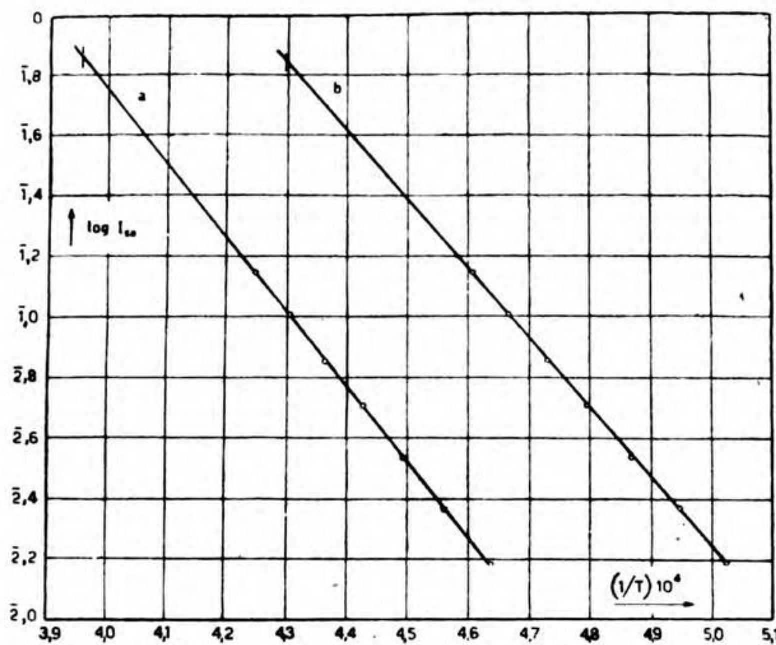


Fig. 18. — Determinazione per estrapolazione della corrente di saturazione per V_f normale.

dal fattore esponenziale in tutto l'intervallo di estrapolazione (10). In forma logaritmica la [2] risulta quindi:

$$\log I_{so} = \log K - \frac{b}{T}\,,$$

cioè il logaritmo della corrente di emissione è una funzione lineare dell'inverso della temperatura.

(10) Nel caso considerato, con un rapporto di estrapolazione di uno a cinque, l'errore provocato nell'estrapolazione dal termine quadratico è dell'1 %.

Nel caso di catodi di tungsteno la temperatura T può venire dedotta nel seguente modo. Si misura dapprima la corrente di riscaldamento del catodo I_f, poi mediante la relazione:

$$I_{1f} = I_f\, d^{3/2}\,, \tag{3}$$

conoscendo il diametro d (espresso in centimetri) del catodo, si determina I_{1f}, che è la corrente la quale, attraversando un catodo del diametro di un centimetro, lo porta alla temperatura T, e infine si deduce T da I_{1f} per mezzo dei dati tabulati relativi al tungsteno (3). L'imprecisione con cui si ottiene I_{1f} è dovuta sia all'imprecisione nella misura di I_f, sia a quella relativa alla determinazione del diametro del catodo d. Dall'esame delle sopracitate tabelle risulta che ad imprecisioni di I_f di 0, 1, 0,25 e 0,5 % corrispondono imprecisioni di $1/T$ rispettivamente di 2, 6 e $12 \cdot 10^{-7}$ ($^0K^{-1}$). Da semplici considerazioni risulta che l'errore commesso nella determinazione di d si ripercuote soltanto leggermente sulla estrapolazione, perchè la dipendenza fra log I_{1f} ed $1/T$ è rappresentabile con una linea quasi retta. Se questa caratteristica fosse proprio una retta l'imprecisione di d non avrebbe alcuna influenza sull'estrapolazione.

Un altro procedimento di misura di $1/T$, che permette di eseguire l'estrapolazione con una precisione leggermente migliore è il seguente. Si misura la tensione di riscaldamento del catodo V_f; mediante la relazione:

$$V_{1f} = V_f \frac{d^{1/2}}{l}\,, \tag{4}$$

conoscendo il diametro d e la lunghezza l del catodo (espressi in cm) si determina V_{1f}, la tensione che applicata ai capi di un catodo di tungsteno di un centimetro di lunghezza e di un centimetro di diametro lo porta alla temperatura T; quindi con il valore di V_{1f} dai dati tabulati relativi al tungsteno (3) si deduce il valore di T. La lunghezza del catodo l viene determinata mediante la [4], noto il diametro del catodo, misurando V_f e deducendo I_{1f}, T e quindi V_{1f} mediante la [3], dopo avere eseguita una misura di corrente. Il valore così ottenuto è leggermente inferiore a quello vero a causa della caduta di temperatura agli estremi. L'imprecisione con cui si ottiene V_{1f} è dovuta sia all'imprecisione nella misura di V_f, sia a quella relativa alla determinazione di d e di l. Ad imprecisioni di V_f di 0,1, 0,25 e 0,5 % corrispondono, per deduzione dalle tabelle citate, imprecisioni di $1/T$ rispettivamente di circa 2, 4 e $8 \cdot 10^{-7}$ ($^0K^{-1}$). Analogamente al caso precedente gli errori commessi nella determinazione di d e di l si ripercuotono soltanto leggermente sulla estrapolazione perchè la dipendenza fra log V_{1f} ed $1/T$ è rappresentabile da una linea quasi retta.

La temperatura che si ottiene è una temperatura convenzionale e non quella vera per le seguenti ragioni: 1) La resistività dei diversi campioni di tungsteno non è la medesima, perchè dipende leggermente dalla

lavorazione subita e dalle impurità contenute. 2) Nelle misure delle correnti e delle tensioni di riscaldamento non si tiene conto delle differenze di temperatura fra il centro e gli estremi del catodo. 3) Come già accennato, il diametro e la lunghezza del catodo non sempre possono essere determinati con una precisione dell'ordine di quelle con cui vengono misurate le correnti e le tensioni. Nonostante ciò è stato verificato che questo metodo di estrapolazione dà buoni risultati entro ampi limiti. Ciò è dovuto essenzialmente al fatto che non occorre che la temperatura T, rispetto alla quale si esegue l'estrapolazione, sia la temperatura vera, ma basta che l'inverso della temperatura dedotta sia una funzione lineare dell'inverso di quella vera.

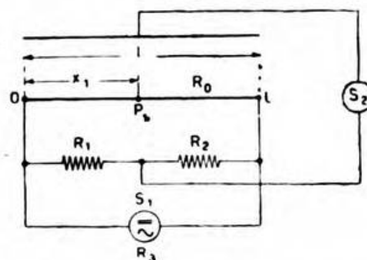


Fig. 19. — Schema del circuito di riscaldamento del catodo.

Nell'esempio della figura 18 le temperature sono state dedotte mediante misure di tensione con precisione del 0,25 %, mentre le correnti di saturazione sono state dedotte con la precisione dell'1 %. La linea *a* corrisponde ad una precisione della misura del diametro del catodo dell'ordine dell'1 % e ad una precisione del 0,25 % nella misura della corrente per la determinazione della lunghezza del catodo. La linea *b* si riferisce alle medesime misure nel caso che nella determinazione del diametro si sia commesso un errore del 10 %. In questo secondo caso i punti non risultano perfettamente allineati. Se si opera con mezzi grafici più precisi, si constata che, considerando nell'estrapolazione tutti i punti rilevati, si ottiene un valore che differisce da quello ricavato nel primo caso di circa il 3 %; se invece ci si limita a considerare soltanto i cinque punti corrispondenti alle correnti di emissione maggiori, la differenza si riduce all'1 %.

In queste misure si deve fare attenzione ai seguenti punti:

a) *Influenza del campo sull'emissione.* — Dai valori di corrente di saturazione misurati si deve dedurre l'effetto del campo su questa corrente, col procedimento già descritto.

b) *Raffreddamento del catodo dovuto all'emissione.* — Al valore della corrente di riscaldamento si deve apportare una correzione anche per tener conto del raffreddamento provocato dall'emissione. Detti V_1 la tensione ai capi del catodo e V_0 il lavoro di estrazione, $I_f V_1$ rappresenta la potenza dissipata nel catodo ed $I_e V_0$ la potenza sottratta al catodo dalla corrente di emissione. La corrente di emissione abbandonando il catodo produce un raffreddamento come se la corrente di riscaldamento diminuisse da I_f ad $I_f - \frac{I_e V_0}{V_1}$.

c) *Influenza della corrente di emissione sulla temperatura del catodo.* — Per semplicità di trattazione s'immagina la corrente che produce il riscaldamento del catodo divisa in due parti: la I_e, corrente di emissione, e la I_r, di valore eguale a quello della corrente che attraversa il catodo in assenza di emissione, corretto dell'effetto di raffreddamento or ora chiarito.

La corrente di emissione I_e, sovrapponendosi nel catodo alla corrente I_r fornita dalla f. e. m. esterna S_1, influisce più o meno sensibilmente sull'emissione secondo che è più o meno elevato il rapporto fra queste due correnti. Questa influenza dipende dalla natura delle due correnti: è massima quando anche I_r è continua e minima quando I_r, è alternata; inoltre dipende dai valori delle resistenze nel circuito del catodo — R_0, R_1, R_2 ed R_3 (resistenza interna della sorgente S_1) di figura 19 — e dai valori dei loro rapporti.

Per verificare se nel calcolo delle temperature del catodo si possa trascurare la I_e si deve determinare la modificazione dell'emissione dovuta alla sua presenza. All'uopo si immagina diviso il catodo in un numero abbastanza grande di parti, si fa la media dei valori delle correnti di conduzione di ciascuna delle parti (appendice II), si determinano le emissioni corrispondenti e si fa la media di queste. Eventualmente in una seconda approssimazione si tiene anche conto della ripartizione dell'emissione lungo il catodo, risultante dalla prima approssimazione. Nel caso di I_r continua e diretta da O ad L (fig. 19), di valore normale, per il tubo TA 3/500 KI considerato, dalle relazioni esposte nell'appendice II si può dedurre che la sovrapposizione della I_e alla I_r può produrre un aumento massimo dell'emissione di circa il 100 % ($R_3 \geq R_1 \gg R_2 + R_0$), una diminuzione massima di circa il 40 % ($R_3 \geq R_2 \gg R_1 + R_0$), mentre per le condizioni di funzionamento usuali (almeno due delle R_1, R_2 ed $R_3 \ll R_0$) l'aumento è circa del 9 %. Nel caso di I_r alternata e di valore normale, nel medesimo tubo la sovrapposizione della I_e alla I_r può produrre un aumento massimo di circa il 2 % ($R_1 = 0$, R_2 ed $R_3 \gg R_0$; oppure $R_2 = 0$, R_1 ed $R_3 \gg R_0$) ed uno minimo, inferiore all'1 % per le condizioni vicine alle usuali (almeno due delle R_1, R_2 ed $R_3 \ll R_0$ oppure $R_1 = R_2$); non si hanno casi di diminuzione dell'emissione.

Per determinare la temperatura partendo dalle misure di corrente, tenendo conto della I_e, si procede nel seguente modo.

Noto il valore della corrente totale I_f in una qualunque sezione del catodo (per una prima approssimazione vedi appendice II), si immagina questo diviso in un numero di parti sufficientemente grande, e si considerano nei punti mediani i valori delle I_f ed I_{1f} (relazione [3]). In corrispondenza di ciascun valore di I_{1f} si ottiene un valore della corrente di emissione; facendo la media di questi si deduce un valore di temperatura corrispondente all'emissione media del catodo. Questo procedimento si ripete per ogni temperatura. Per il tubo considerato ed alle temperature citate è necessario usare questo procedimento soltanto nel caso di riscaldamento con corrente continua e soltanto per la temperatura

di funzionamento normale, purchè si scelgano opportunamente i valori delle resistenze (R_1, R_2 ed R_3) secondo il criterio prima indicato.

Per determinare invece i valori delle temperature, partendo dai valori di tensione misurati ai capi del catodo, nel caso che I_r sia alternata, non occorre usare procedimenti speciali perchè la tensione misurata è già quella corretta, per qualsiasi temperatura e per qualsiasi circuito della corrente di riscaldamento. Se I_r è continua è necessario invece ricorrere ad un procedimento complicato e poco preciso. Per il tubo considerato questo è necessario soltanto per la temperatura di funzionamento normale, purchè si scelgano opportunamente i valori delle resistenze (R_1, R_2 ed R_3).

APPENDICE II.

Determinazione della corrente totale nei diversi punti del catodo.

Si esegue il calcolo ammettendo che la corrente di emissione sia ripartita egualmente lungo tutto il catodo. Questa ipotesi è valida in prima approssimazione fino a che la corrente di emissione I_e ammonta al massimo ad alcuni centesimi della corrente di riscaldamento I_f.

Si consideri il caso, illustrato nella figura 19, che il polo negativo della sorgente di tensione anodica S_2 sia collegato attraverso due resistenze R_1 ed R_2 con gli estremi del catodo. Posta eguale ad l la lunghezza del catodo, si determina anzitutto quale frazione I_1 della corrente di emissione I_e passa per un generico punto P_1 posto alla distanza x_1 dall'estremo O del catodo. In un intervallo infinitesimo dx, posto alla distanza x (con $x > x_1$), la parte della frazione della corrente di emissione $\frac{I_e\,dx}{l}$ che contribuisce alla corrente I_1 nel punto P_1 è:

$$d\,I_{11} = -\frac{I_e\,dx}{l}\left[\frac{l-x}{l}R_0\left(1+\frac{R_1+R_2}{R_3}\right)+R_2\right]\cdot$$
$$\cdot\frac{1}{R_0\left(1+\dfrac{R_1+R_2}{R_3}\right)+R_1+R_2},$$

dove R_0 è la resistenza del catodo ed R_3 la resistenza della sorgente di riscaldamento del catodo, S_1. In un intervallo infinitesimo dx, posto alla distanza x (con $x < x_1$) la parte della frazione della corrente di emissione $\frac{I_e\,dx}{l}$ che contribuisce alla corrente I_1 nel punto P_1 è:

$$d\,I_{12} = +\frac{I_e\,dx}{l}\left[\frac{x}{l}R_0\left(1+\frac{R_1+R_2}{R_3}\right)+R_1\right]\cdot$$
$$\cdot\frac{1}{R_0\left(1+\dfrac{R_1+R_2}{R_3}\right)+R_1+R_2}.$$

La corrente totale I_1 dovuta alla corrente di emissione I_e e passante per P_1 risulta:

$$I_1(x_1) = \int_0^{x_1} dI_{12} + \int_{x_1}^{l} dI_{11} =$$

$$= I_e \left[\frac{x_1}{l} - \frac{\frac{R_0}{2}\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right) + R_2}{R_1 + R_2 + R_0\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right)} \right].$$

In particolare per $x_1 = 0$ e per $x_1 = l$, rispettivamente:

$$I_1(0) = -I_e \frac{R_2 + \frac{R_0}{2}\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right)}{R_1 + R_2 + R_0\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right)},$$

$$I_1(l) = I_e \frac{R_1 + \frac{R_0}{2}\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right)}{R_1 + R_2 + R_0\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right)}.$$

Se la corrente I_r è continua ed il suo verso positivo coincide con quello scelto per la corrente I_1, il valore efficace della corrente totale $I_f(x_1)$ nei diversi punti del catodo è dato dalla:

$$I_f(x_1) = \sqrt{I_r^2 + 2 I_{1m}(x_1) I_r + I_{1\mathrm{eff}}^2(x_1)},$$

dove $I_{1m}(x_1)$ ed $I_{1\mathrm{eff}}(x_1)$ sono rispettivamente i valori medio ed efficace della corrente di emissione nella sezione considerata. Se invece la corrente I_r è alternata il valore efficace della corrente $I_f(x_1)$ è dato dalla:

$$I_f(x_1) = \sqrt{I_r^2 + I_{1\mathrm{eff}}^2}.$$

Infine nel caso particolare che la corrente $I_1(x_1)$ sia la corrente di saturazione, continua, il valore di $I_f(x_1)$ nelle due condizioni considerate è dato rispettivamente dalle:

$$I_f(x_1) = I_r + I_1(x_1) = I_r + I_s \left[\frac{x_1}{l} - \frac{R_2 + \frac{R_0}{2}\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right)}{R_1 + R_2 + R_0\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right)} \right]$$

$$I_f(x_1) = \sqrt{I_r^2 + I_1^2(x_1)} = \sqrt{I_r^2 + I_s^2 \left[\frac{x_1}{l} - \frac{R_2 + \frac{R_0}{2}\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right)}{R_1 + R_2 + R_0\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right)} \right]^2}.$$

LA MISURA DELLA FREQUENZA ALLE LUNGHEZZE D'ONDA METRICHE E DECIMETRICHE

GAETANO IOPPOLO

Si espongono i vari sistemi di misura della frequenza pe il campo delle lunghezze d'onda metriche e decimetriche. Vengono anzitutto considerati i metodi di misura con circuito e con linee risonanti e discussi i limiti di frequenza massima e di precisione ottenibili. Infine si tratta il metodo di misura per battimento della frequenza incognita con le armoniche di un oscillatore a frequenza variabile e si descrive un ondametro che permette la misura di frequenze fino ad oltre 800 MHz con piccole imprecisioni.

1. - Introduzione.

La misura della frequenza, oltre i 50 MHz, richiede particolari accorgimenti specie quando si vuol fare con imprecisione inferiore a 10^{-3}. I primi metodi erano basati essenzialmente su linee risonanti, che per queste frequenze hanno il vantaggio di essere di dimensioni piuttosto ridotte e di permettere, se adoperate in condizioni opportune, imprecisioni abbastanza piccole. Circuiti risonanti a costanti concentrate possono essere adoperati fino a frequenze dell'ordine di 600 MHz ma dànno imprecisioni piuttosto grandi, mentre il metodo ad eterodina arriva a frequenze molto elevate con imprecisioni più o meno piccole, secondo che si adoperi il sistema di misura per differenza di battimenti delle armoniche o il sistema di misure abbinate con ondametro a risonanza e per battimento con una data armonica.

2. - Misure con circuiti a costanti concentrate.

Un circuito, costituito da una capacità, in genere variabile, e da una induttanza (fig. 1 *a*), munito di un dispositivo che, mediante indicazione del massimo di corrente o di tensione, sia atto a manifestarne le condizioni di risonanza, è già da lungo tempo adoperato nel campo delle radiofrequenze ed è ben noto sotto il nome di ondametro a risonanza. La precisione con cui si esegue la misura dipende dalla stabilità degli elementi che lo costituiscono e dalla precisione con cui si può apprezzare il massimo della tensione; perciò essa è tanto maggiore quanto più grande è il coefficiente di risonanza del circuito.

Il campo delle onde metriche sembra rappresenti il limite inferiore di lunghezza d'onda fino al quale sono praticamente attuabili apparecchi di tal genere; occorre però già per tale campo prendere particolari precauzioni. L'induttanza del circuito non può scendere al disotto del breve tratto di filo che connette tra loro direttamente i terminali del condensatore variabile. In pratica si è visto che conviene fare il circuito simmetrico rispetto alla massa (fig. 1 *b*) adottando un condensatore doppio del tipo cosiddetto « a farfalla », come quello di figura 3, con i seguenti vantaggi: la lunghezza del filo di connessione che costituisce l'induttanza del circuito è minima; l'influenza della capacità di entrata del voltmetro (che con tubi speciali come quelli a ghianda e con speciali precauzioni si può ridurre fino a $2 \div 3$ $\mu\mu$F) è ridotta alla metà dato che questa va in parallelo con una capacità utile che è doppia di quella che si avrebbe se si mettesse un ordinario condensatore variabile con un'armatura a massa; infine lo smorzamento introdotto dal voltmetro è pure ridotto notevolmente.

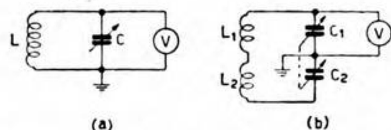


Fig. 1. — Circuiti risonanti per ondametri ad assorbimento: *a*) asimmetrico; *b*) simmetrico per ridurre l'effetto delle capacità parassite.

La stabilità del circuito così costituito è più piccola di quella dei corrispondenti circuiti per radiofrequenze più basse dato che, essendo le induttanze in aria, il coefficiente di temperatura di queste e le loro deformazioni acicliche sono notevolmente maggiori di quelli relativi alle induttanze avvolte su nucleo ceramico, ed anche perchè la capacità parassita costituisce una parte rilevante della totale capacità del circuito e una sua variazione (dovuta per esempio alla variazione della capacità di entrata del tubo) ha un effetto molto più rilevante sulla frequenza di risonanza. Fino a frequenze di circa 200 MHz il coefficiente di temperatura delle induttanze si può ridurre notevolmente costruendole, come suggeriscono Seeley e Anderson [1], con materiale speciale.

Alle frequenze molto elevate tuttavia l'imprecisione di misura dovuta al coefficiente di temperatura diventa trascurabile di fronte a quella dovuta al basso coefficiente di bontà del circuito, che si riduce naturalmente col crescere della frequenza per l'aumento della resistenza di radiazione e delle perdite per correnti parassite.

È anzi utile avere la possibilità di calcolare quale sia l'imprecisione massima di lettura in funzione del coefficiente di risonanza ε del circuito.

---

[1] S. W. Seeley a. E. I. Anderson: U-H-F oscillator frequency stability considerations - R. C. A. Rev., 1940, V, p. 77.

L'impedenza (²) del circuito risonante della figura 1 è:

$$Z \cong \frac{\omega_0 L}{\frac{1}{\varepsilon} + j\,\delta}$$

con:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ pulsazione di risonanza ,}$$

$$\delta = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \cong \frac{2\,\Delta\omega}{\omega_0} \text{ dissonanza ,}$$

$$\varepsilon = \frac{\omega_0 L}{R} \text{ coefficiente di risonanza del circuito ,}$$

e quindi:

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{1}{1 + j\,\varepsilon\delta} \,.$$

Per un accoppiamento molto lasco col generatore esterno si ha:

[1] $$\frac{(V_M - \Delta V)^2}{V_M^2} = \frac{1}{1 + \varepsilon^2\,\delta^2} \cong 1 - \varepsilon^2\,\delta^2 \,,$$

in cui ΔV è la variazione di tensione che si può apprezzare. Dalla [1] si ha:

[2] $$\frac{V_M - 2\,\Delta V}{V_M} = 1 - \varepsilon^2\,\delta^2 \,,$$

e da questa formula, stabilito il ΔV che si può apprezzare, si può ricavare in funzione dell'ε del circuito l'imprecisione di lettura:

[3] $$p = \frac{\Delta f}{f} = \frac{\delta}{2} \,.$$

Come si vede, stabilito ΔV per un dato voltmetro (la variazione di tensione apprezzabile con sicurezza non può essere in genere superiore a 2,5 ‰ della tensione di fondo scala), l'imprecisione diminuisce quanto più V_M si approssima al valore di fondo scala dello strumento. Dividendo per V_{fs}, tensione di fondo scala dello strumento, numeratore e deno-

(²) Si considera qui solo il caso di accoppiamento capacitivo; nel caso di accoppiamento induttivo bisogna invece considerare l'impedenza in serie del circuito e la variazione di corrente invece della variazione di tensione, ma il risultato a cui si arriva è identico.

minatore del primo membro della [2] e tenendo conto della [3] si ha:

$$[4] \qquad \varepsilon p = \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{\dfrac{V_M}{V_{fs}} - 2\dfrac{\Delta V}{V_{fs}}}{\dfrac{V_M}{V_{fs}}}} \; ;$$

varie curve di εp sono state tracciate nella figura 2 in funzione del rapporto V_M/V_{fs} avendo come parametro il rapporto $\Delta V/V_{fs}$: da esse si può ricavare il valore minimo di ε per avere una data imprecisione di lettura, ovvero l'imprecisione che si ha con un dato ε. Appare chiaramente dalla figura che per $V_M/V_{fs} > 0{,}2$ non si ha una grande variazione dell'imprecisione di lettura, ma al disotto di questo valore essa cresce rapidamente.

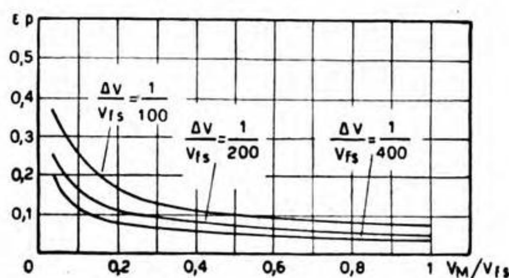


Fig. 2. — Errore di lettura minimo ottenibile con un dato coefficiente di risonanza del circuito in funzione della deviazione massima segnata dallo strumento.

Per $V_M/V_{fs} = 0{,}2$ e per $\Delta V/V_{fs} = 1/200$ si ha $\varepsilon p = 0{,}12$, e per $\varepsilon = 20$ si ha $p = 0{,}12/20 = 0{,}6\ \%$, mentre per $V_M/V_{fs} = 1$ l'errore è $p = 0{,}25\ \%$.

Naturalmente questa imprecisione di lettura può essere ridotta facendo la misura col metodo delle due letture, cioè facendo la media delle due frequenze, rispettivamente superiore ed inferiore a quella di risonanza, per le quali la tensione assume uno stesso valore leggermente inferiore a quello massimo.

Essendo alle onde decimetriche il coefficiente di risonanza dei circuiti a costanti concentrate molto basso, si vede che l'imprecisione di misura è essenzialmente determinata da esso e quindi nello studio del circuito conviene curare che sia massimo codesto coefficiente piuttosto che sia minimo quello di temperatura ([3]).

([3]) Infatti per un coefficiente di temperatura di $30 \cdot 10^{-6}$ tanto per l'induttanza quanto per il condensatore si ha:

$$-\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2}\left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C}\right) = 30 \cdot 10^{-6} \text{ per grado centigrado,}$$

e per uno scarto di temperatura di 30° C: $-\dfrac{\Delta f}{f} = 900 \cdot 10^{-6} = 0{,}1\ \%$.

Il voltmetro deve essere notevolmente sensibile e non smorzare apprezzabilmente il circuito risonante; il sistema di rivelazione per caratteristica di griglia è sotto i due aspetti il più conveniente purchè si adoperino tubi con piccola ammettenza di entrata come per esempio

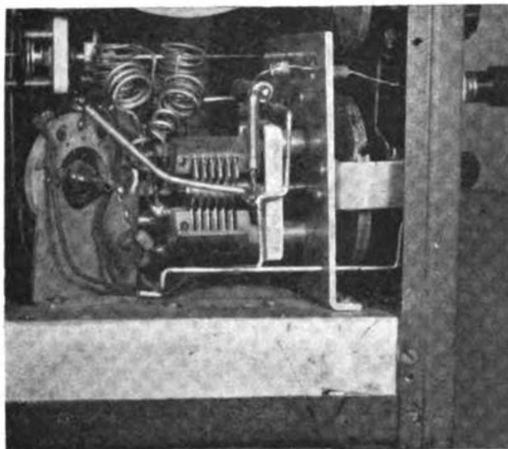


Fig. 3. — Ondametro a risonanza per il campo di frequenze da 30 a 440 MHz.

i tubi a ghianda. Se poi bisogna commutare le induttanze per coprire un campo esteso di frequenze; particolare attenzione deve essere rivolta al commutatore che deve avere un'induttanza propria molto piccola e stabile.

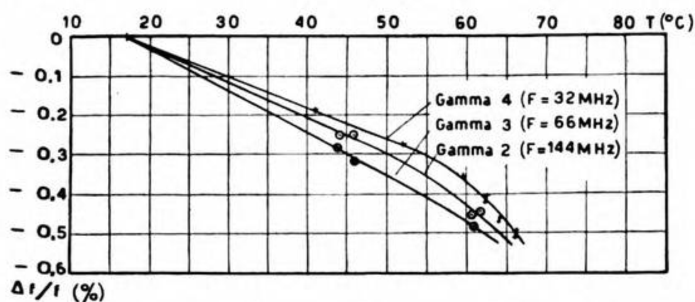


Fig. 4. — Scarto percentuale di frequenza in funzione della temperatura per l'ondametro della figura 3.

Nella figura 3 è riportata la fotografia di un ondametro a risonanza che copre in 4 gamme il campo di frequenze da 30 a 445 MHz. Esso è incor-

porato in un ondametro più complesso che verrà descritto in seguito; nella figura 4 sono indicati gli scarti percentuali di frequenza misurati in funzione della temperatura. Il coefficiente di risonanza del circuito è circa 300 nella gamma di frequenze da 30 a 60 MHz, mentre si riduce a 50 in corrispondenza di 300 MHz; nella gamma da 220 a 445 MHz l'imprecisione totale è inferiore a 1 %.

3. - Misura con circuiti a costanti distribuite.

I circuiti quasi stazionari o comunemente detti a costanti concentrate non possono arrivare oltre una certa frequenza che si aggira intorno ai 600 MHz, dato che l'induttanza e la capacità non possono scendere al di sotto di certi limiti. Soltanto con circuiti speciali e condensatori a piatti, Rohde (4) è riuscito a costruire circuiti risonanti fino a 1000 MHz. Per misure di frequenze più alte bisogna adoperare circuiti a costanti distribuite.

Una linea lunga $\lambda/4$ e collegata con un diodo rivelatore costituisce un sistema di misura adoperabile ancora fino a 1000 MHz e Rohde (4) ha costruito su tale principio un ondametro che va da 350 a 30 cm di lunghezza d'onda, facendo l'accordo mediante variazione della lunghezza della linea, che è un pezzo di spirale. L'imprecisione che egli così ottiene è dell'1 %.

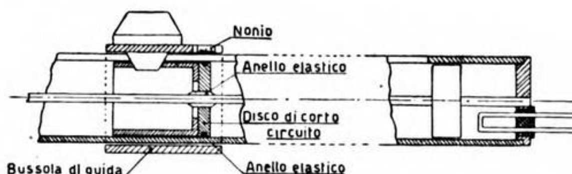


Fig. 5. — Schizzo costruttivo del dispositivo di Krause per la misura della frequenza per mezzo di linee concentriche.

Le misure possono essere fatte fino ad una frequenza maggiore e con una minore imprecisione adoperando ancora linee risonanti, ma misurando la distanza a cui si trovano due nodi successivi di tensione (o di corrente) allo spostarsi di un ponticello di corto circuito. La linea a conduttori coassiali è nettamente migliore di quella a fili paralleli, sia perchè ha perdite minori, sia perchè non è influenzata apprezzabilmente dagli oggetti circostanti.

---

(4) L. Rohde: Ein Wellenmesser für Dezimeter-Wellen - E. N. T., 1936, XIII, p. 13.

Nella figura 5 è dato uno schizzo costruttivo del sistema adoperato da Krause (5) per una linea concentrica con la quale si possono ottenere errori di misura inferiori all'1 ‰.

Uno dei vantaggi offerti dalle misure con linee risonanti è che la misura della frequenza è assoluta se si tiene conto della diminuzione della velocità di propagazione sulle linee, a causa delle perdite, rispetto alla velocità di propagazione della luce c. La velocità di propagazione è (6):

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} (1 - p) ,$$

in cui ε_r e μ_r sono la costante dielettrica e la permeabilità magnetica relative del mezzo e p secondo lo Zinke si calcola mediante la relazione, di cui, a dire il vero, si potrebbe discutere il campo di attendibilità:

$$p = \frac{R}{2 \omega L} + \frac{1}{2} \left(\frac{R + R_r}{2 \omega L} \right)^2 ,$$

con R resistenza ohmica, R_r resistenza di radiazione ed L induttanza per unità di lunghezza. Il pregio di permettere misure assolute della frequenza è però nella generalità dei casi compensato dalla scomodità della misura e dalla possibilità di introdurre errori sistematici notevoli, specie con le linee a fili paralleli, se non si ha la massima cura nell'installazione dell'apparecchiatura.

4. - Misura col metodo ad eterodina.

Il metodo ad eterodina consiste nel far battere la frequenza incognita con una frequenza variabile nota portando, mediante la variazione di quest'ultima, il battimento ad un valore preordinato, in genere zero. In questo caso le due frequenze sono uguali e la precisione di misura è quella con la quale si conosce quella variabile, che a sua volta è verificabile per punti per confronto con la frequenza generata da un oscillatore a quarzo. L'oscillatore che genera la frequenza variabile deve avere una grande precisione di lettura ed un'elevata stabilità; si esaminano brevemente questi due requisiti fondamentali.

a) *Precisione di lettura.* — Dipende dall'ampiezza della scala e dal gioco della demoltiplica a vite senza fine che comanda il rotore del condensatore variabile; il gioco con un'accurata costruzione e con opportuni dispositivi può essere ridotto in genere a meno di 1/200 di giro della vite. L'ampiezza della scala dev'essere stabilita in relazione col tipo di condensatore e con l'estensione della gamma di frequenze

(5) W. A. KRAUSE: Hochfrequenzmessungen bei 1 m Wellenlänge - H. F. Techn. u. El. Ak., 1935, XLV, p. 128.

(6) O. ZINKE: Hochfrequenzmesstechnik - S. Hirzel, Leipzig, 1938, p. 117.

coperta. Per un condensatore a variazione logaritmica di frequenza, detto n il numero generico di divisioni corrispondente ad una certa posizione, si ha:

$$f = f_{\min}\, e^{\beta n} ,$$

e, se si definisce come imprecisione di lettura:

$$p_l = \frac{df}{dn}\frac{1}{f} ,$$

risulta $p_l = \beta$ cioè costante su tutta la gamma. Tenuto conto che:

$$\beta = \frac{1}{N}\log_e \frac{f_{\max}}{f_{\min}} ,$$

essendo N il numero totale di divisioni della scala, si ricava immediatamente l'imprecisione di lettura:

$$p_l = \frac{1}{N}\log_e \frac{f_{\max}}{f_{\min}} .$$

Per avere imprecisioni piccole occorre un numero di divisioni notevole: ad esempio per $p_l = 1/15\,000$ ed $f_{\max}/f_{\min} = 2$ si ha $N \doteq 10\,500$ e facendo una divisione per millimetro occorre una scala lunga 10,5 m, che potrebbe essere attuata con un'elica tracciata su un tamburo rotante solidalmente con la vite senza fine del condensatore.

All'inconveniente di una scala così lunga e con tanti punti si può ovviare adoperando un condensatore a variazione lineare di frequenza comandato da una demoltiplica a vite senza fine di opportuno rapporto; in questo modo per ogni giro della vite si ha una variazione costante di frequenza e se all'albero della vite è applicato un quadrante con una conveniente graduazione, la lettura fatta su di questo si può sommare alla lettura grossolana fatta su un secondo quadrante fissato all'albero principale del condensatore e si ottengono con un numero limitato di divisioni imprecisioni di lettura molto piccole. Con le notazioni precedenti si ha in questo caso:

$$f = f_{\min} + \gamma n ,$$

con:

$$\gamma = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{N},$$

e quindi l'imprecisione di lettura massima, che si ha per $f = f_{\min}$, risulta:

[5] $$p_l = \frac{1}{N}\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} - 1\right) ;$$

da questa relazione si può ricavare il numero totale di divisioni N neces-

sario per avere una data imprecisione di lettura p_l in funzione dell'ampiezza relativa di gamma f_{max}/f_{min}.

Il numero totale di divisioni N è legato al numero di divisioni N_q del quadrante fissato sulla vite senza fine attraverso la relazione:

$$N = N_q \, k_d \frac{\alpha_m}{2\pi} ,$$

in cui k_d è il rapporto della demoltiplica e α_m l'angolo di cui deve rotare l'albero del condensatore per coprire la gamma data di frequenze; questo si aggira sul valore 0,9 π. Il numero di divisioni sulla vite senza fine è limitato, in relazione con l'inevitabile gioco degli ingranaggi, e in genere non può superare 150 ÷ 200; d'altra parte il rapporto della demoltiplica può essere limitato da ragioni costruttive e quindi il numero totale di divisioni è in genere fissato a priori, almeno nel suo ordine di grandezza, e dalla [5] si può stabilire l'ampiezza relativa della gamma di frequenze per una data imprecisione di lettura. Per esempio con 100 divisioni sul quadrante della vite senza fine e per un rapporto di 1/120 ed $\alpha_m = \pi$ si ha $N = 6000$ ed $A = f_{max}/f_{min} = 1{,}4$ per un'imprecisione di lettura di 1/15 000. In pratica però siccome si può apprezzare anche la mezza divisione, la precisione di lettura è circa doppia di quella che risulta con la [5].

b) *Stabilità di frequenza.* — L'oscillatore di misura deve generare un'oscillazione di frequenza tanto più stabile quanto più elevata è la precisione che si vuole ottenere e la stabilità deve intendersi sia a breve sia a lungo periodo.

La stabilità a breve periodo dipende dalle variazioni della tensione di alimentazione e dal fenomeno di raggiungimento del regime dopo l'accensione dell'apparecchio; mentre la prima causa può essere eliminata facilmente stabilizzando le tensioni, la seconda, se è grande, può essere in gran parte compensata facendo riscaldare da un'opportuna resistenza un condensatore con coefficiente di temperatura di segno opposto a quello del complesso (7). Essendo inoltre la capacità residua costituita in buona parte dalle capacità interelettrodiche, è bene adoperare due tubi separati per l'oscillatore e per il mescolatore (8) e attuare un accoppiamento per quanto è possibile lasco fra i due tubi.

La stabilità a lungo periodo dipende quasi esclusivamente dal coefficiente di temperatura e dall'invecchiamento degli elementi costitutivi del circuito oscillatorio. Mentre l'invecchiamento, adoperando materiali ceramici e sottoponendo il complesso a due o tre cicli di variazione di temperatura può essere ridotto ad un valore trascurabile, il coefficiente di temperatura dell'induttanza e specie quello del condensatore varia-

---

(7) Loc. cit. nota (1).
(8) G. LATMIRAL: Ricevitori frequenziometri - A. F., 1940, IX, p. 195.

bile ben difficilmente può essere inferiore a $+20 \div 30 \cdot 10^{-6}$ per grado centigrado, a meno di non adoperare per le induttanze nuclei toroidali di materiale ceramico (9) e per il condensatore variabile certi sistemi di compensazione, che in genere però risultano notevolmente complicati. Il coefficiente di temperatura del complesso riesce quindi in genere positivo e può essere compensato in parte mediante condensatori aggiuntivi in « condensa » che hanno un coefficiente di temperatura negativo. Latmiral (10) ha calcolato lo scarto percentuale di frequenza per un dato scarto percentuale di induttanza e qui si vuole ora riprendere ed estendere un poco tale calcolo. Chiamando C_0 la capacità iniziale (minima) e C_v la capacità variabile si deve avere:

$$L = \frac{K}{C_v + C_0},$$

e quindi:

$$\frac{dL}{L} = -\frac{dC_0}{C_v + C_0} ;$$

cioè per compensare la variazione dell'induttanza occorre una variazione di segno opposto della capacità e la compensazione avviene in modo perfetto in un solo punto della gamma, per esempio in corrispondenza di C_{vm}, mentre che per ogni altro punto si ha uno scarto espresso dalla relazione:

$$\frac{df}{f} = \frac{1}{2}\left(\frac{dL}{L} - \frac{d\,C_0}{C_v + C_0}\right),$$

cioè:

$$[6] \qquad \frac{df}{f} = \frac{1}{2}\,\frac{d\,L}{L}\left(1 - \frac{C_{vm} + C_0}{C_v + C_0}\right).$$

Si vede che il secondo termine fra parentesi può diventare grande per $C_v = 0$ se C_{vm} è grande rispetto a C_0. Per stabilire il valore ottimo di C_{vm} si chiami ampiezza di gamma A il rapporto:

$$A = \frac{C_{vM} + C_0}{C_0},$$

e si riscriva la [6] nella forma:

$$[7] \qquad \frac{\dfrac{d\,f}{f}}{\dfrac{d\,L}{L}} = -\frac{1}{2}\left[1 - \frac{1 + \dfrac{C_{vm}}{C_0}}{1 + \dfrac{C_v}{C_0}}\right].$$

(9) L. ROHDE: Grenzen der Konstanz elektrischer Schwingungskreise - Z. f. techn. Phys., 1936, XVII, p. 464.
(10) Loc. cit. nota (8).

Lo scarto è minimo se i due valori che si ottengono dalla [7] sostituendo a C_v i suoi valori limiti o e C_{vM} sono uguali e di segno opposto; ciò si ottiene per:

$$\frac{C_{vm}}{C_0} = \frac{A^2 - 1}{A^2 + 1}.$$

Da questa relazione, fissata l'ampiezza di gamma, si ha lo scarto massimo della frequenza per effetto del coefficiente di temperatura dell'induttanza.

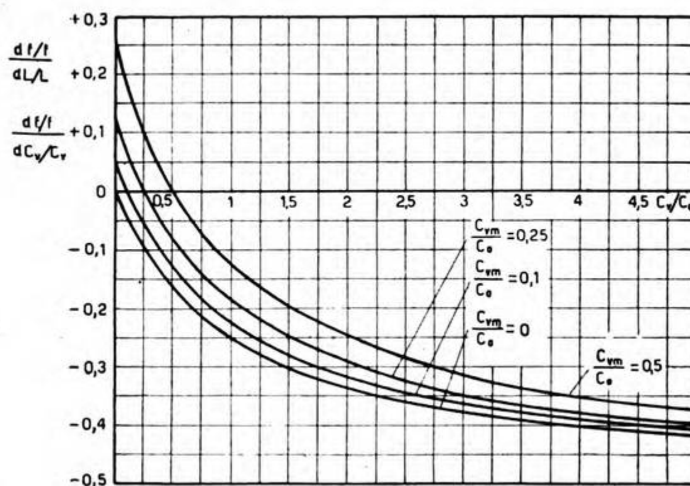


Fig. 6. — Variazione percentuale della frequenza rispetto alla variazione percentuale dell'induttanza o della capacità variabile in funzione del rapporto fra capacità variabile e capacità residua.

In figura 6 sono riportati i valori del rapporto fra df/f e dL/L per vari valori di C_{vm}/C_0 in funzione di C_v/C_0 e da essi si può ricavare immediatamente l'ampiezza di gamma necessaria per ridurre ad una data frazione del coefficiente di temperatura di L il coefficiente di temperatura della frequenza dell'oscillatore.

Analogamente per lo scarto dovuto al coefficiente di temperatura del condensatore variabile si può supporre che la compensazione sia perfetta per $C_v = C_{vm}$ e quindi si può scrivere:

$$d\,C_{vm} = -d\,C_0\,, \quad d\,C_v = -d\,C_0\,\frac{C_v}{C_{vm}}\,,$$

da cui:

$$\frac{df}{f} = -\frac{1}{2}\,\frac{d\,C_v + d\,C_0}{C_v + C_0} = -\frac{1}{2}\,\frac{d\,C_{vm}}{C_{vm}}\,\frac{C_v - C_{vm}}{C_v + C_0}\,,$$

e, siccome $d\, C_{vm}/C_{vm}$ si può supporre uguale al coefficiente di temperatura della parte variabile del condensatore, che si ammette costante su tutta la gamma, la precedente si può scrivere:

$$\frac{\dfrac{d f}{f}}{\dfrac{d C_v}{C_v}} = - \frac{1}{2} \frac{C_v - C_{vm}}{C_v + C_0} \; ;$$

questa è uguale alla [7] e perciò il coefficiente di temperatura dell'induttanza e del condensatore variabile hanno gli stessi effetti.

Per ridurre l'imprecisione dovuta al coefficiente di temperatura del complesso ci sono ora due vie da seguire: ridurre il coefficiente di temperatura dei costituenti adoperando induttanze con nucleo toroidale ceramico e condensatori variabili speciali, oppure ridurre l'ampiezza di gamma dell'oscillatore (eventualmente adoperando le armoniche di un oscillatore a quarzo per tarare per punti la frequenza dell'oscillatore); la scelta dell'uno o dell'altro sistema dipende da considerazioni pratiche. Per esempio, se l'oscillatore deve avere un'ampiezza di gamma di frequenza di 1,6 dalla curva di figura 6 (tenendo conto che $C_{v\,\max}/C_0 = 1{,}55$) si ricava che la compensazione dovrebbe farsi per $C_{vm}/C_0 = 0{,}5$ cioè a circa 1/3 della gamma e che lo scarto massimo relativo della frequenza è $\dfrac{\Delta f}{f} = 0{,}25 \left(\dfrac{\Delta L}{L} + \dfrac{\Delta C}{C} \right)$; se si pone la condizione che questa non sia superiore a 10^{-4}, per uno scarto di 30° C di temperatura si ricava che la somma dei coefficienti di temperatura dell'induttanza e del condensatore variabile deve essere inferiore a $13 \cdot 10^{-6}$. Se invece si suppone che questa somma sia $60 \cdot 10^{-6}$ e si pone ancora che con uno scarto di 30° C di temperatura lo scarto massimo di frequenza sia 10^{-4}, si ricava che $\dfrac{\Delta f}{f} \Big/ \left(\dfrac{\Delta L}{L} + \dfrac{\Delta C}{C} \right) \leq 0{,}05$ e dalla figura 6 per $C_{vm}/C_0 = 0$ si ricava che dev'essere $A = 1{,}10$; cioè bastano cinque punti di taratura della gamma per rendere lo scarto massimo di frequenza dovuto alla variazione di 30° C di temperatura inferiore a 10^{-4}. In pratica occorre mettere un numero superiore di punti perchè il condensatore, per quanto accurata sia la taratura, ha sempre scarti rispetto alla curva lineare di frequenza e quindi ci possono essere punti fra cui la variazione di temperatura può produrre uno scarto di frequenza maggiore di quello ricavabile dalla figura 6.

Da tutte queste considerazioni si vede che la stabilità di un oscillatore può essere elevata solo se gli elementi parassiti del circuito sono trascurabili e ciò non si verifica più per le frequenze relative alle lunghezze d'onda metriche. Conviene quindi ricorrere al sistema già da tempo adoperato per le onde medie e corte, cioè fare l'oscillatore ad una frequenza sottomultipla di quella da misurare e utilizzare il battimento fra questa

ed un'armonica della frequenza dell'oscillatore per la misura. La frequenza dell'oscillatore può essere quindi notevolmente precisa e stabile e la misura si può estendere fino a frequenze molto elevate ottenendo un'imprecisione più o meno piccola, secondo che si adoperi l'uno o l'altro dei sistemi sotto descritti.

5. - Misura per differenza di battimenti.

Il sistema più semplice è quello di misurare la frequenza incognita f_x per differenza fra i battimenti con due armoniche successive della frequenza f dell'oscillatore.

Se f_1 ed f_2 sono due valori della frequenza dell'oscillatore per cui si ottengono due battimenti successivi si ha:

$$f_x = n\, f_1\,, \quad f_x = (n+1)\, f_2\,,$$

e si ricava immediatamente:

$$f_x = f_1 \frac{f_2}{f_1 - f_2}\,,$$

ovvero.

$$\lambda_x = \lambda_2 - \lambda_1\,;$$

cioè si determina f_x dai valori di f_1 e di f_2 senza che occorra conoscere i rapporti armonici con f_x, purchè questi differiscano tra loro di 1.

Se p è l'errore che si commette nel misurare f_1 e f_2 si ha:

$$f_x = \frac{f_1 (1 \pm p)\, f_2 (1 \pm p)}{f_1 \pm p\, f_1 - f_2 \mp p\, f_2} = \frac{f_1 f_2}{f_1 - f_2} \; \frac{(1 \pm p)\,(1 \pm p)}{1 \pm p \dfrac{f_1 \mp f_2}{f_1 - f_2}}\,,$$

e quindi l'errore massimo che si può commettere nel valutare f_x è dato da:

$$p_x = 1 - \frac{(1+p)\,(1-p)}{1 + p \dfrac{f_1 + f_2}{f_1 - f_2}} \simeq p\,(1 + 2\,n)\,.$$

L'errore nella valutazione di f_x è molto maggiore di quello della frequenza dell'oscillatore e cresce con la frequenza. Per fare un caso pratico, si supponga che la frequenza dell'oscillatore sia di 20 MHz e che si voglia misurare una frequenza di 1000 MHz, in corrispondenza della quale si ha $n = 1000/20 = 50$ e quindi $p_x = 101\, p$. Se la frequenza dell'oscillatore è nota con un'imprecisione di 10^{-4}, l'errore che si può commettere nel misurare la frequenza incognita raggiunge l'1 %. Naturalmente facendo la media delle misure ottenute col battimento con un numero maggiore di armoniche l'imprecisione si riduce notevolmente e

tende a quella dell'oscillatore. Con questo sistema è stato costruito un ondametro dalla Siemens e Halske ([11]) che va da 15 a 1000 MHz mentre l'oscillatore va da 15 a 29 MHz ed è tarato con un'imprecisione di 10^{-3}.

6. - Misura doppia per risonanza e per battimento.

Se prima di fare il battimento fra la frequenza incognita e l'armonica dell'oscillatore si fa una misura approssimata, per esempio con un ondametro a risonanza, della frequenza incognita in modo da poter stabilire qual'è l'armonica che batte con essa, la precisione di misura risulta uguale a quella della frequenza dell'oscillatore e quindi è notevolmente elevata.



Fig. 7. — Ondametro ad eterodina per il campo di frequenza da 30 a 800 MHz.

Per individuare sicuramente l'armonica bisogna che l'errore p_r che si commette nella misura per risonanza provochi uno scarto di frequenza che sia inferiore alla metà dell'intervallo tra un'armonica e l'altra, cioè:

$$p_r f_x < 0{,}5 f ,$$

e quindi, se n è l'ordine dell'armonica, si può porre per sicurezza:

$$p_r \leq \frac{0{,}4}{n} .$$

([11]) Loc. cit. nota ([5]).

Se si vuole misurare una frequenza di circa 500 MHz con un oscillatore di 20 MHz di fondamentale risulta $n = 25$ e quindi l'errore che si commette nella misura grossolana deve essere inferiore a 1,6 %; ciò può essere ottenuto abbastanza facilmente.

Basandosi su questo principio è stato costruito un ondametro che permette di misurare frequenze da 30 a 445 MHz con un'imprecisione inferiore a 10^{-4} (misura abbinata con ondametro a risonanza) e fino ad oltre 800 MHz con imprecisione crescente con la frequenza ma sempre inferiore a $5 \cdot 10^{-3}$ (misura per differenza dei battimenti).

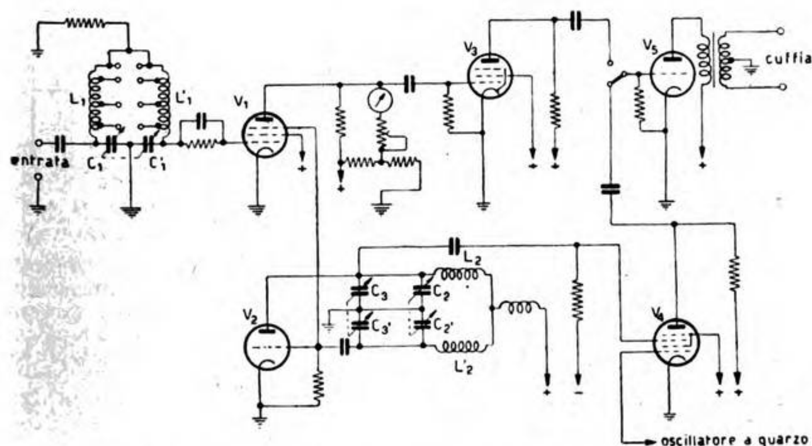


Fig. 8. — Schema di principio dell'ondametro ad eterodina.

La figura 7 mostra l'apparecchio e nella figura 8 è dato lo schema di principio. L'ondametro a risonanza è costituito dalle induttanze L_1 e L'_1 e dalle capacità C_1 e C'_1 ed è riportato a parte nella figura 3; il tubo V_1 è un pentodo a ghianda e serve sia da rivelatore per l'ondametro a risonanza, sia da mescolatore fra la frequenza in arrivo e le armoniche della frequenza dell'oscillatore, il quale è costituito dal tubo V_2 e dal circuito L_2, C_2, C_3. Mentre C_2 rappresenta il condensatore variabile di misura, C_3 rappresenta il compensatore per la taratura; il condensatore variabile è a variazione lineare di frequenza e permette di variare la frequenza dell'oscillatore da 15 a 22,5 MHz; tuttavia, per poter ottenere più facilmente la frequenza incognita, sul tamburo calettato sull'albero del condensatore sono riportate due scale, una da 60 a 90 MHz e una da 90 a 135 MHz. Così si può ottenere la frequenza incognita moltiplicando la lettura per 0,5 - 1 - 2 - 4, secondo la gamma di misura dell'ondametro a risonanza. Lo scarto percentuale di frequenza massimo corrispondente ad una divisione del quadrante del condensatore è $0{,}85 \cdot 10^{-4}$

e, dato che si può apprezzare bene la frazione di divisione, l'errore di lettura è inferiore a $0,2 \div 0,3 \cdot 10^{-4}$. Si è preferito fare la taratura con oscillatore a quarzo su 1 MHz, che con le sue armoniche fornisce 16 punti di taratura (8 per battimento fra la frequenza dell'oscillatore e l'armonica

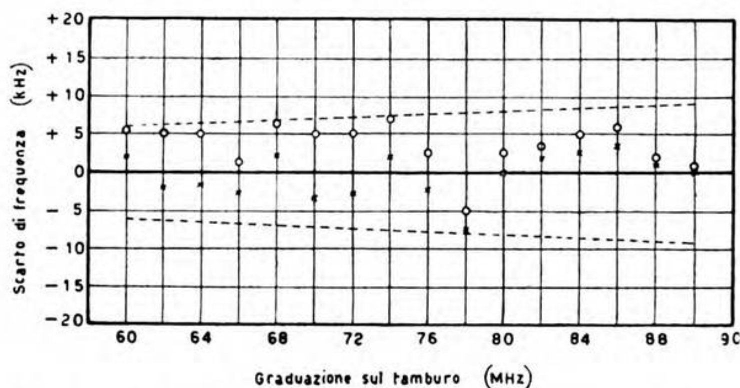


Fig. 9. — Scarti di frequenza del condensatore variabile dell'oscillatore in funzione della graduazione segnata sul tamburo: le due rette a tratti corrispondono all'imprecisione di 10^{-4}; i punti sperimentali indicati con crocette si riferiscono a scarti iniziali un minuto e mezzo dopo l'accensione, quelli indicati con cerchietti a scarti dopo cinque giorni e un'ora dopo l'accensione, dopo aver annullato il battimento in corrispondenza di 90 MHz.

del quarzo e 8 per battimento della seconda armonica dell'oscillatore con le armoniche superiori del quarzo), perchè questo numero molto grande di punti permette in qualunque condizione di funzionamento di mantenere lo scarto percentuale di frequenza fra un punto e il successivo inferiore a 10^{-4}, ottenendo così un'errore massimo di $0,5 \cdot 10^{-4}$ se lo scarto varia linearmente fra i due punti, come si può ammettere data la vicinanza fra questi. Nella figura 9 sono rappresentati, in funzione della graduazione sul tamburo del condensatore, gli scarti di frequenze iniziali lette sul quadrante del condensatore variabile e quelli ottenuti dopo cinque giorni e dopo aver fatto mettere bene a regime l'apparecchio; da questi si vede che l'errore si mantiene sempre inferiore a 10^{-4} anche tarando una volta sola l'oscillatore in corrispondenza di 90 MHz.

7. - Conclusione.

Secondo la precisione con cui si vuole seguire la misura conviene adoperare l'uno o l'altro dei metodi sopra descritti; il metodo di misura per risonanza permette una misura molto rapida ma l'imprecisione non può scendere al disotto di $0,5 \cdot 10^{-2}$ e il limite pratico superiore della frequenza è dell'ordine di 600 MHz. Il metodo di misura con linee riso-

nanti ha un limite superiore di frequenza molto maggiore del precedente ma l'imprecisione è dello stesso ordine di grandezza. Il metodo di misura ad eterodina combinato con quello a risonanza ha come limite superiore di frequenza quello relativo al circuito risonante, però la precisione della misura è molto maggiore; con l'apparecchio mostrato la misura della frequenza si fa con un'imprecisione di 10^{-4} ed il tempo necessario alla misura è breve come pure semplici sono i conteggi da fare per ricavare dalla lettura il valore della frequenza; la tensione che è necessario applicare all'ingresso per fare la misura è dell'ordine di 0,2 ÷ 0,5 V su una capacità di entrata di circa 3 μμF, tensione che si può ottenere facilmente in ogni caso; per esempio basta collegare con l'ingresso un conduttore e portare l'estremità libera di esso nelle vicinanze di un oscillatore a ghianda perchè lo strumento vada in fondo scala e si abbia un battimento notevolmente forte. Con lo stesso apparecchio si può eseguire la misura della frequenza fino ad oltre 800 MHz col metodo del battimento con due armoniche successive con una imprecisione però che cresce con la frequenza ed è dell'ordine di 10^{-3}; la tensione che occorre applicare all'ingresso aumenta pure con la frequenza ed è notevolmente superiore a quella necessaria col metodo precedente. La misura richiede in questo caso grande cura per non sbagliare armonica ed il calcolo necessario per ricavare il valore della frequenza è un poco più lungo del caso di misura abbinata; in pratica si è trovato conveniente fare una doppia misura per differenze fra i battimenti con le armoniche inferiore e superiore a quella di partenza, dato che così si evitano gli errori grossolani pur essendo il tempo di misura di poco più lungo.

Ringrazio l'ingegnere Savelli per i suoi suggerimenti nell'attuazione dell'apparecchio descritto.

Milano - Laboratorio Radio della Società Allocchio Bacchini e C.

SULLA SENSIBILITÀ NEI PONTI PER MISURE DI IMPEDENZE

GIORGIO MONTALENTI

Per i ponti, in cui si suppone che l'alimentazione avvenga a tensione costante e che l'impedenza della diagonale rivelatrice sia infinita, l'espressione della sensibilità si può scrivere in forma molto semplice come prodotto di un fattore dipendente dal tipo di ponte che si considera per un fattore dipendente dalla costituzione e dall'entità dello squilibrio dell'impedenza che si immagina di manovrare per raggiungere la condizione di zero.

Nel presente lavoro si dà un'espressione abbastanza semplice per il calcolo della sensibilità anche qualora si abbandonino tali condizioni restrittive. Si risolve inoltre, in tutta la sua generalità, il problema di trovare le condizioni di massima sensibilità nell'intorno del punto di equilibrio per il caso in cui non si abbiano, nel ponte, elementi reattivi. Si studia in particolare la sensibilità complessiva nel caso in cui lo strumento rivelatore sia un galvanometro.

1\. - La sensibilità di un ponte di misura si può esprimere come derivata, rispetto all'impedenza che si immagina di manovrare per raggiungere la condizione di zero, della corrente che circola nella diagonale rivelatrice (sensibilità di corrente), ovvero della tensione ai capi della diagonale rivelatrice (sensibilità di tensione), ovvero ancora dello spostamento dell'indice dello strumento rivelatore (sensibilità combinata). Le prime due definizioni sono sostanzialmente equivalenti perchè legate fra loro dall'impedenza della diagonale rivelatrice. L'ultima definizione tien conto della sensibilità intrinseca dello strumento rivelatore. La sensibilità, comunque si voglia definire, è una funzione dei parametri del ponte. Dato il valore dell'impedenza incognita, interessa conoscere i valori che si devono dare alle altre impedenze per raggiungere le condizioni di massima sensibilità. È noto (¹) che, applicando le ordinarie regole di calcolo alla risoluzione di tale problema, si giunge ad un sistema di equazioni molto complesso dalle quali si può soltanto concludere che il sistema non ammette solu-

(¹) A. Ferrari-Toniolo: I ponti schermati di precisione - Rass. P. T. T., 1934, VI, p. 256.

zioni finite con valori tutti reali positivi. Anche nei più recenti lavori ([2]) si evita l'ostacolo imponendo alcune condizioni restrittive. Precisamente si suppone:

1) che l'impedenza della diagonale rivelatrice sia infinita;

2) che l'impedenza interna (differenziale) della sorgente alimentatrice sia nulla (alimentazione a tensione costante).

Se si vuol studiare soltanto la sensibilità nell'intorno delle condizioni di equilibrio la seconda ipotesi deve valere soltanto in detto intorno per le variazioni di corrente dovute alle variazioni dell'impedenza che si immagina di manovrare per raggiungere la condizione di zero del ponte.

I risultati cui si perviene per questa via sono così suggestivi per la loro semplicità che è sembrato opportuno esaminare, entro quali limiti e con quale approssimazione sono verificati quando, come avviene sempre nei casi concreti, ci si scosti dalle ipotesi fatte.

Nel presente lavoro si mostra, in un primo passo, che nell'intorno del punto di equilibrio per tutti i ponti in cui non compaiono elementi reattivi e per la gran maggioranza degli altri, l'ipotesi che sia costante la tensione fra i vertici della diagonale di alimentazione è, con buona approssimazione, soddisfatta anche quando l'impedenza interna della sorgente non è nulla. In un passo successivo si considera il caso che l'impedenza della diagonale rivelatrice abbia un valore finito qualsiasi e si dà un'espressione abbastanza semplice per il calcolo delle sensibilità. Si dànno inoltre, per i ponti in cui non compaiono elementi reattivi, le condizioni di massima sensibilità.

2. - Si ricordano ora, in breve sintesi, i risultati più noti rimandando, per più ampi ragguagli, ai lavori originali ([3]).

Se ci si riferisce alla figura 1 e si ammette che sia $Z_u = \infty$, $\dfrac{\partial V_{AC}}{\partial Z_3} = 0$, l'espressione della tensione di squilibrio ai capi della diagonale rivelatrice risulta, in un intorno del punto di equilibrio:

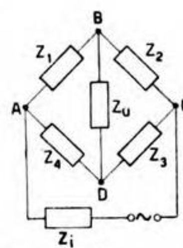


Fig. 1. — Schema generico del ponte.

$$[1] \qquad \Delta V_{BD} = \frac{A}{(1 + A)^2} \, \frac{\Delta Z_3}{Z_3} \, V_{AC} \, ,$$

ove si ponga: $A = \dfrac{Z_1}{Z_2} = \dfrac{Z_4}{Z_3}$.

La [1] è una relazione molto notevole, dipendente esclusivamente, per quanto riguarda il primo

([2]) A. C. SELETZKI a. L. A. ZURCHER: Sensitivity of the four-arm bridge - Trans. A. I. E. E., 1939, LVIII, p. 723.

P. LOMBARDI: Equilibrio e sensibilità di ponti per misure di impedenza - A. F., 1940, IX, p. 518.

([3]) Loc. cit. note ([1]) ([2]), e bibliografia ivi citata.

fattore $\frac{A}{(1 + A)^2}$, che suol chiamarsi fattore del ponte, dalle caratteristiche del ponte che si considera e particolarmente comoda per calcolare il valore numerico della sensibilità. La grandezza A, come rapporto tra due quantità complesse, ha un modulo che può

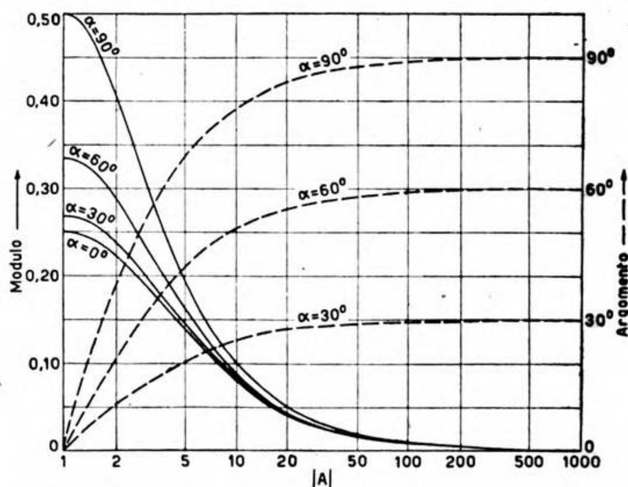


Fig. 2. — Grafici del modulo e dell'argomento del « fattore del ponte » in funzione del modulo e dell'argomento di A.

variare tra 0 e ∞ ed un argomento che può essere compreso fra $-180°$ e $+180°$. Per $A = -1$ il fattore del ponte assume un valore infinito. Ciò corrisponde al caso in cui i lati del ponte siano composti alternativamente da induttanze e capacità e la frequenza sia tale per cui ci si ponga in condizioni di risonanza. Seletzki e Zurcher (4) hanno mostrato che, per la grande maggioranza dei casi, l'argomento di A è compreso fra 0 e 90°. Si riproduce (fig. 2) in una famiglia di curve il valore $\frac{A}{(1 + A)^2}$ in funzione del modulo di A e dell'argomento α di A per α compreso tra 0 e 90°. Le ascisse partono da $A = 1$ poichè la funzione assume i medesimi valori per A e per $1/A$.

Dall'esame della funzione o più semplicemente dal grafico della figura segue che per raggiungere il massimo del fattore del ponte non è necessario che tutte e quattro le impedenze siano uguali fra di loro. Esso si raggiunge quando il modulo del rapporto delle impedenze percorse dalla stessa corrente (Z_1, Z_2; Z_3, Z_4) è uguale all'unità e l'argomento è uguale a 180°.

(4) Loc. cit. nota (2).

3. - Come già fu detto, nei casi concreti ci si allontana sempre dalle ipotesi che l'alimentazione avvenga a tensione costante e che l'impedenza della diagonale rivelatrice sia infinita. La prima condizione non è mai soddisfatta poichè l'impedenza interna del generatore non è mai nulla; la seconda non è verificata nemmeno quando si disponga di rivelatori elettronici, poichè, in pratica, è sempre conveniente accoppiare con opportuni trasformatori (aventi come caratteristica essenziale una piccolissima capacità diretta primario-secondario) il ponte al rivelatore.

Si faccia ora un primo passo abbandonando l'ipotesi che sia $\frac{\partial V_{AC}}{\partial Z_3} = 0$ mantenendo invece valida l'ipotesi $Z_u = \infty$.

L'espressione della tensione ai capi della diagonale rivelatrice è:

[2] $$V_{BD} = V_{AC} \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)},$$

dove V_{AC} è una funzione di $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_i, Z_u$.

Derivando la [2] rispetto a Z_3 si ha:

[3] $$\frac{\partial V_{BD}}{\partial Z_3} = \frac{\partial V_{AC}}{\partial Z_3} \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)} +$$

$$+ V_{AC} \frac{Z_1 (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)}{(Z_1 + Z_2)^2 (Z_3 + Z_4)^2} - V_{AC} \frac{(Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4)(Z_1 + Z_2)}{(Z_1 + Z_2)^2 (Z_3 + Z_4)^2}.$$

Si calcoli esplicitamente la $\frac{\partial V_{AC}}{\partial Z_3}$ ricordando che:

[4] $$V_{AC} = V - I Z_i.$$

[5] $$I = \frac{V s}{Z_i s + (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)},$$

ove si è posto:

V = tensione a vuoto del generatore

$$s = Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4.$$

È:

$$\frac{\partial V_{AC}}{\partial Z_3} = - V \frac{Z_i [s Z_i + (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)] - Z_i s (Z_i + Z_1 + Z_2)}{[Z_i s + (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)]^2}$$

e semplificando:

[6] $$\frac{\partial V_{AC}}{\partial Z_3} = V \frac{Z_i (Z_1 + Z_2)^2}{[s Z_i + (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)]^2}.$$

Dalla [3] e dalla [6] si deduce:

$$[7]\quad \frac{\partial V_{BD}}{\partial Z_3} = V \frac{Z_i (Z_1 + Z_2)^2}{[s Z_i + (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)]^2} \frac{Z_1 Z_2 - Z_3 Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)} +$$

$$+ V_{AC} \frac{Z_1 (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)}{(Z_1 + Z_2)^2 (Z_3 + Z_4)^2} - V_{AC} \frac{(Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4)(Z_1 + Z_2)}{(Z_1 + Z_2)^2 (Z_3 + Z_4)^2}.$$

Si indichino con P, Q e T rispettivamente il primo, secondo e terzo termine della [7]. Se nell'intorno del punto di equilibrio i moduli dei rapporti $\frac{T}{Q}$ e $\frac{P}{Q}$ sono dell'ordine dell'n % (ove n % è lo squilibrio percentuale di Z_3) si possono trascurare, in un limite di errore più che accettabile per gli scopi voluti, i termini P e T rispetto a Q.

Si può sempre porre:

$$[8]\quad \frac{Z_1}{Z_2} = A \; ; \quad \frac{Z_4}{Z_3} = A_1 \; ; \quad \frac{Z_2}{Z_3} = M_1 \, .$$

Nell'intorno del punto di equilibrio è approssimativamente $A = A_1$.

Si consideri il rapporto:

$$[9]\quad \frac{T}{Q} = \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{Z_1 (Z_3 + Z_4)} \, .$$

Sostituendo nella [9] la [8], incrementando al numeratore Z_3 di ΔZ_3 ed identificando al denominatore Z_3 con $\Delta Z_3 + Z_3$ si ha:

$$[10]\quad \left| \frac{T}{Q} \right| = \left| \frac{\Delta Z_3}{Z_3} (A + 1)^{-1} \right| .$$

Posto:

$$\left| \frac{\Delta Z_3}{Z_3} \right| = \left| \frac{n}{100} \right| ,$$

affinchè valga la:

$$[11]\quad \left| \frac{T}{Q} \right| \leqslant \left| \frac{n}{100} \right| ,$$

deve essere:

$$[12]\quad | A + 1 | \geqslant 1 \, ,$$

relazione che sarà sempre verificata, qualunque sia il modulo di A, se la fase è compresa tra 0 e 90°.

Con procedimento perfettamente analogo si conclude che condizione necessaria e sufficiente affinchè valga la:

$$[13]\quad \left| \frac{P}{Q} \right| \leqslant \left| \frac{n}{100} \right| ,$$

per:

$$\left|\frac{\Delta Z_3}{Z_3}\right| = \left|\frac{n}{100}\right| .$$

è che sia:

[14] $$|M Z_i| \leqslant |Z_i (A + 1)(M + 1) + M Z_3 (A + 1)^2| .$$

Supposte verificate insieme le [12] e [14], la [3] si riduce al solo termine Q cioè alla sensibilità calcolata nel punto zero. Ove in Q si ponga $A = \frac{Z_1}{Z_2}$, si può osservare che la [3] coincide con la [1].

In altre parole si può dire che il valore della sensibilità calcolato mediante la [1], cioè nel punto zero, differisce dell'n % dal valore vero (ove n % è lo squilibrio percentuale del modulo dell'impedenza di azzeramento) qualunque sia il valore di Z purchè ben inteso valgano la [12] e la [14] e sia $Z_u = \infty$. In queste condizioni l'ipotesi $\frac{\partial V_{AC}}{\partial Z_3} = 0$ è superflua.

Si abbandoni ora l'ipotesi che sia $Z_u = \infty$.

Applicando le note trasformazioni triangolo-stella lo schema della figura 1 si trasforma in quello illustrato nella figura 3.

Come si vede, si è nuovamente in presenza di un ponte, la cui diagonale rivelatrice ha impedenza infinita, la Z_2 e la Z_3 sono rimaste invariate, mentre la Z_4 e la Z_1 vengono entrambe moltiplicate per il fattore:

$$\frac{Z_u}{Z_1 + Z_4 + Z_u} ;$$

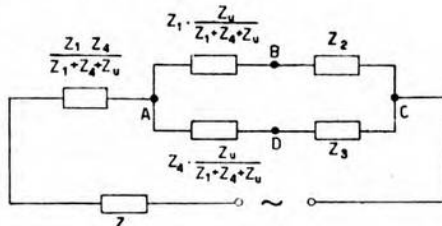


Fig. 3. — Schema equivalente del ponte, dopo la trasformazione triangolo-stella.

l'impedenza interna equivalente del generatore è diventata:

$$Z'_i = Z_i + \frac{Z_1 Z_4}{Z_1 + Z_4 + Z_u} .$$

Si può dunque asserire che, supposte verificate la [14] e la [12], le conclusioni dedotte dall'ipotesi che sia $Z_u = \infty$, $\frac{\partial V_{AC}}{\partial I} = 0$, sono formalmente valide anche nel caso che sia Z_u finita e $\frac{\partial V}{\partial I} \neq 0$, purchè si sostituiscano alla Z_i, ad A, alle Z_1, Z_4 e alla V_{AC} i nuovi valori (che

coincidono coi vecchi per $Z_u \longrightarrow \infty$):

$$[15] \qquad Z'_i = Z_i + \frac{Z_1 Z_4}{Z_1 + Z_4 + Z_u}\ ; \quad A' = A \frac{Z_u}{Z_1 + Z_4 + Z_u}\ ;$$

$$Z'_1 = Z_1 \frac{Z_u}{Z_1 + Z_4 + Z_u}\ ; \quad Z'_4 = Z_4 \frac{Z_u}{Z_1 + Z_4 + Z_u}\ ;$$

V'_{AC} = tensione tra A e C secondo lo schema della figura 3.

Sostituendo i nuovi valori nel secondo termine delle [5], l'espressione della sensibilità è:

$$[2'] \qquad \frac{\partial V_{BD}}{\partial Z_3} = \frac{1}{Z_3} \frac{A'}{(1 + A')^2} V'_{AC}\ .$$

Con le stesse sostituzioni la [14] e la [12] divengono rispettivamente:

$$[14'] \qquad |MZ'_i| \leqslant |Z'_i (A' + 1)(M + 1) + MZ_3 (A' + 1)^2|\ ;$$

$$[12'] \qquad |(A' + 1)| \geqslant 1\ .$$

Sono queste le relazioni che devono essere applicate ogni volta che la Z_u non abbia valore finito.

Come si vede, purchè valgano la [14'] e la [12'], il calcolo delle sensibilità risulta, anche nel caso che sia $Z_u \neq \infty$, possibile e relativamente semplice.

Basta infatti tener presente che il valore del fattore del ponte dev'essere cercato nei grafici della figura 2, non per A ma per A', e che la resistenza interna del generatore non è più Z_i ma Z'_i. Bisogna conoscere tale valore per calcolare la caduta di tensione attraverso la resistenza interna del generatore e sapere quindi il valore della V_{AC}, cioè della tensione effettivamente applicata al ponte.

4. - La via seguita consente anche di trovare le condizioni di massima sensibilità, nell'intorno del punto di equilibrio per i ponti in cui non compaiono elementi reattivi. In tale ipotesi si sono in ogni caso verificate le [14'] e [12'], e quindi per quanto si è prima dimostrato, si può trascurare con buona approssimazione il primo termine della [3]. L'espressione della sensibilità è, in tal caso, la [2'] od anche, considerando incrementi finiti:

$$[16] \qquad \Delta V_{BD} = V'_{AC} \frac{A'}{(1 + A')^2} \frac{\Delta Z_3}{Z_3}\ .$$

Se si indica con S_v la sensibilità voltometrica dello strumento indicatore, definita come la tensione necessaria per avere una deviazione unitaria

dell'indice, con N il numero di deviazioni prodotte da un dato squilibrio $\frac{\Delta Z_3}{Z_3}$ si ha:

[17] $$N = \frac{1}{S_v} V'_{AC} \frac{A'}{(1 + A')^2} \frac{\Delta Z_3}{Z_3}.$$

I massimi della [16] e della [17] si hanno quando per un dato valore di $\frac{\Delta Z_3}{Z_3}$ sono massimi i due primi fattori del secondo membro.

Sempre con riferimento alla figura 3 si osserva innanzi tutto che nell'intorno del punto di equilibrio, essendo nulla la differenza di potenziale fra B e D, la potenza fornita dal generatore è costante al variare di Z_u e poichè, per l'ipotesi fatta, è sempre nullo l'angolo di fase fra corrente e tensione, si conclude che rimane costante al variare di Z_u la corrente erogata dal generatore. Ne segue che la V'_{AC} è massima quando è minima la resistenza equivalente in serie del generatore:

$$Z_i + \frac{Z_1 Z_4}{Z_1 + Z_4 + Z_u}.$$

Il primo termine della somma non si annulla mai, ma si può rendere molto piccolo disponendo di opportune sorgenti. Il secondo termine è minimo ed eguale allo zero soltanto quando, qualunque siano i parametri del ponte, $Z_u = \infty$. Che sia $Z_i = 0$ e $Z_u = \infty$ è dunque la prima condizione cui devono soddisfare le impedenze della diagonale rivelatrice e della sorgente per avere una V_{AC} massima.

Per Z_u tendente all'infinito è ancora $Z'_1 = Z_1$; $Z'_2 = Z_2$.

Il massimo del fattore del ponte si ha (fig. 2) per $A = 1$.

Deve quindi essere $\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_4}{Z_3} = 1$. Supponendo ad esempio che sia Z_4 la resistenza incognita che si vuol misurare, si deve avere, per far sì che sia $A = 1$, $Z_4 = Z_3$. I valori di Z_2 e Z_3 rimangono arbitrari purchè siano eguali fra loro.

Riassumendo si può dire che le condizioni di massima sensibilità in ponti di pure resistenze si hanno per $Z_i = 0$, $Z_u = \infty$, $\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_4}{Z_3} = A = 1$.

Anche queste considerazioni convalidano l'osservazione (5) che è inesatta l'asserzione affermante che le condizioni di massima sensibilità si raggiungono quando tutte le impedenze del ponte sono eguali fra loro.

---

(5) Loc. cit. nota (1), p. 260.

5. - Le considerazioni svolte innanzi sul valor massimo della sensibilità definita come derivata parziale della tensione ai capi della diagonale rivelatrice rispetto alla resistenza che si manovra per raggiungere la condizione di zero hanno senso, in pratica, soltanto quando si disponga di strumenti rivelatori coi quali sia possibile, senza mutare la sensibilità, variare la resistenza interna fino a farla diventare teoricamente infinita. Esempio tipico il rivelatore elettronico nel quale si può variare entro limiti assai ampi la resistenza griglia-catodo del primo tubo dell'amplificatore senza mutare la sensibilità. Se questo non accade (usandosi ad esempio come rivelatore un galvanometro) le suddette considerazioni perdono significato ed il problema dovrebb'essere posto nei seguenti termini: dato all'incirca il valore della resistenza che si vuol misurare, trovare i valori delle resistenze del ponte e della resistenza interna dello strumento per i quali si ha la massima deviazione dell'indice a parità di tensione applicata al ponte e di squilibrio percentuale della resistenza che si manovra per raggiungere l'equilibrio. Entra cioè in giuoco l'accoppiamento tra il ponte e il rivelatore. Il caso più interessante in pratica è quello in cui si disponga, come strumento rivelatore, di un galvanometro.

Il Wenner (6) ha studiato in modo specifico questo problema. Il principio da cui parte è quello del circuito equivalente. Suppone aperta la diagonale rivelatrice, considera i due terminali della diagonale stessa come un generatore avente una resistenza interna pari a quella equivalente del ponte tra i capi B e D (fig. 1) ed una tensione a vuoto eguale a quella di squilibrio. L'ipotesi che l'alimentazione avvenga a tensione costante è implicitamente ammessa.

L'espressione della tensione a vuoto data da Wenner è:

[18] $$\Delta V_{BD} = V_{AC} \frac{Z_4 Z_3}{(Z_3 + Z_4)^2} \frac{\Delta Z_3}{Z_3};$$

che, ove si introduca il rapporto $\frac{Z_4}{Z_3} = \frac{Z_1}{Z_2} = A$, si trasforma nella [1]:

[1] $$\Delta V_{BD} = V_{AC} \frac{A}{(1 + A)^2} \frac{\Delta Z_3}{Z_3}.$$

Si indichino (fig. 1) con: V_{AC} la tensione ai capi A e C con la diagonale rivelatrice aperta, R la resistenza equivalente del ponte tra i capi della diagonale rivelatrice aperta (7), R_C la resistenza critica del galvanometro,

(6) F. WENNER: Methods, apparatus, and procedures for the comparison of precision standard resistors - J. Research N. B. S., 1940, XXV, p. 229.

(7) Per comodità nel calcolo della R giova ricordare che, come si può facilmente dimostrare, nel punto di equilibrio il suo valore non muta al variare della resistenza della diagonale di alimentazione. Cosicchè si può calcolare come se la resistenza interna del generatore fosse infinita.

S_A la sensibilità amperometrica (corrente necessaria per muovere l'indice di una divisione del galvanometro), Z_u la resistenza della bobina mobile del galvanometro. Si supponga che sia $R < R_C$.

Si inserisca in serie al galvanometro una resistenza U tale che sia:

$$Z_u + R + U = R_C.$$

La corrente I_u che circola nel galvanometro per una tensione a vuoto ΔV_{BD} è:

$$I_u = \frac{\Delta V_{BD}}{R + Z_u + U} .$$

Ed indicando con N il numero di divisioni della scala prodotte da una corrente I_u si ha:

$$\frac{I_u}{S_a} = N ,$$

cioè:

$$N = V \frac{1}{S_A} \frac{1}{R + Z_u + U} \frac{A}{(1 + A)^2} \frac{\Delta Z_3}{Z_3} . \qquad [19]$$

Nel caso in cui fosse $R > R_C$ si deve inserire, per adattare la resistenza equivalente del ponte a quella critica, una resistenza in parallelo al galvanometro tale che sia:

$$\frac{U R}{U + R} = R_C .$$

In tal caso (8) il numero N delle divisioni è dato dalla:

$$N = V_{AC} \frac{1}{S_A} \frac{1}{R_C} \frac{R_C}{R} \frac{A}{(1 + A)^2} \frac{\Delta Z_3}{Z_3} . \qquad [20]$$

Se si fa in modo che, mediante opportuna resistenza in serie od in parallelo, il galvanometro lavori sulla sua resistenza critica, le formule [19] e [20] si semplificano introducendo la sensibilità voltometrica S_V. Questa grandezza è definita come la tensione necessaria per muovere l'indice di una divisione quando il galvanometro è inserito sulla sua resistenza critica. In tal caso la [19] e la [20] divengono rispettivamente:

$$N = V_{AC} \frac{A}{(1 + A)^2} \frac{1}{S_V} \frac{\Delta Z_3}{Z_3} ; \qquad [19']$$

$$N = V_{AC} \frac{A}{(1 + A)^2} \frac{1}{S_V} \frac{R_C}{R} \frac{\Delta Z_3}{Z_3} . \qquad [20']$$

(8) Loc. cit. nota (5).

Queste relazioni confermano ancora una volta come il grafico del fattore del ponte sia facilmente ed immediatamente applicabile anche nel caso in cui l'impedenza della diagonale rivelatrice abbia valore finito.

Per ricercare le condizioni di massima sensibilità combinata ponte-galvanometro, sarebbe necessario conoscere la relazione che lega la sensibilità del galvanometro alla resistenza della bobina mobile ed alla resistenza critica. Ma anche se essa fosse nota, la risoluzione rigorosa del problema riuscirebbe senza dubbio assai complessa.

La trattazione svolta innanzi consente tuttavia di fare alcune considerazioni che permettono di raggiungere buone sensibilità. Dalle [19] e [20] si può concludere che al fine di una buona sensibilità occorrono:

1) un buon valore del fattore del ponte;

2) una sorgente di energia avente, a parità di tensione, una resistenza interna più piccola possibile;

3) un galvanometro scelto col criterio di avere, a parità di sensibilità voltometrica con altri tipi, la massima resistenza interna compatibilmente con una resistenza critica pressappoco uguale a quella equivalente del ponte.

A questo proposito si può osservare che, nel caso che la resistenza critica sia minore di quella equivalente del ponte avente tutte e quattro le resistenze eguali, conviene, invece di porre una resistenza in parallelo, diminuire convenientemente (in pratica non più di 1/10) i lati di paragone per adattare la resistenza equivalente del ponte a quella critica del galvanometro compatibilmente con la necessità di non aumentare troppo la corrente nel ramo di alimentazione. Si può ottenere così sensibilità doppia di quella che si sarebbe avuta facendo tutte e quattro le resistenze eguali fra loro (9).

Altro caso interessante in pratica si ha quando la Z_u può farsi così grande, rispetto agli altri parametri del ponte, da poterla considerare infinita, mentre al contrario la resistenza interna del generatore ha valori non trascurabili rispetto agli altri parametri del ponte (ponti alimentati con oscillatori).

Zurcher (10), applicando le condizioni di Heaviside, ha dimostrato che, ove si supponga $Z_u = \infty$, le condizioni di massima sensibilità si hanno quando il fattore del ponte è uguale a:

$$[21] \qquad A = \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_3}{Z_4} = \sqrt{1 + \frac{Z_i}{Z_4}},$$

e Z_1, Z_2 sono di valore più elevato possibile per diminuire la corrente nel ramo principale e quindi la caduta di tensione. Giova osservare che il

(9) Questa asserzione appare evidente se si pensa che, così facendo, si diminuisce la resistenza interna del ponte considerato come generatore, senza diminuire la tensione a vuoto.

(10) Loc. cit. nota (2), p. 728.

limite al valore di Z_1 e Z_2 è imposto dal fatto che la Z_u ha pur sempre, in pratica, un valore finito, ed aumentando troppo Z_1 e Z_2 si corre il rischio di elevare oltre misura la resistenza equivalente in serie:

$$\frac{Z_1 Z_4}{Z_1 + Z_4 + Z_u},$$

che, per l'ipotesi fatta $Z_u = \infty$, si è considerata nulla.

La relazione [21], valida per l'ipotesi che Z_u sia molto grande rispetto alle altre resistenze del ponte, mostra che, quando la Z_i è piccola rispetto alla Z_4, le condizioni di massima sensibilità si hanno per $A = 1$. Nel caso contrario, invece, sul valore ottimo del «fattore del ponte», prevale l'effetto dovuto alla caduta di tensione attraverso la resistenza interna del generatore e conviene allontanarsi dal valore $A = 1$ per aumentare le resistenze del ponte; diminuire cioè la corrente erogata dal generatore, e, in conseguenza, la caduta di tensione interna al generatore.

6. - Per dare esempi di applicazione concreta si voglia calcolare la sensibilità di un ordinario ponte di Wheatstone per la misura di resistenze pure, riferendola al lato 3.

I valori delle resistenze siano:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10^4\,\Omega\,,$$

I valori degli altri parametri siano:

$$V_{AC} = 4\text{ V}, \quad Z_i \cong 0, \quad R = 10^4\,\Omega.$$

Le caratteristiche del galvanometro siano:

$$R_C = 1000\,\Omega, \quad Z_u = 60\,\Omega, \quad S_A = 3{,}6 \cdot 10^{-8}\text{ A}, \quad S_V = 3{,}6 \cdot 10^{-5}\text{ V}.$$

La resistenza U in parallelo col galvanometro dovrà essere tale che sia:

$$R_C = \frac{U\,R}{U + R}\,,\ \text{cioè}\ U = \frac{R\,R_C}{R_C - R} = \frac{10^7}{9 \cdot 10^3} = 1100\,\Omega\,.$$

Supponendo uno squilibrio del 0,1 %, cioè:

$$\frac{\Delta R_3}{R_3} = 10^{-4}\,,$$

il numero delle divisioni del galvanometro è dato dalla [20']:

$$N = 4 \cdot \frac{1}{4} \cdot 0{,}275 \cdot 10^5 \cdot 10^{-1} \cdot 10^{-4} = 0{,}275\,.$$

Si faccia ora $R_1 = R_2 = 10^3\,\Omega$:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1 + R_4} + \frac{1}{R_2 + R_3} = \frac{1}{11\,000} + \frac{1}{11\,000}\;;$$

$$R = 5500\,\Omega\,;$$

$$U = \frac{5500 \cdot 10^3}{4500} = 1220\,\Omega\,.$$

Si calcoli il numero di divisioni per uno squilibrio del 0,1 % sempre applicando la [20′]:

$$N = 4 \cdot \frac{1}{4} \cdot 0{,}275 \cdot 10^5 \cdot 0{,}184 \cdot 10^{-4} = 0{,}5\,.$$

Come si vede la sensibilità è aumentata di due volte circa rispetto al caso in cui si avevano tutte e quattro le resistenze eguali fra loro.

Si consideri ora un secondo esempio. Si voglia misurare una induttanza del valore di 1 H. Si disponga di una induttanza campione di 2 H. Le rispettive componenti ohmiche siano trascurabili.

Sia inoltre:

$$Z_p = 60\,\Omega \text{ (resistivi)}\,, \quad V_v = 10\text{ V}\,, \quad \omega = 1000\text{ rad/s}\,.$$

Si accoppii il rivelatore elettronico al ponte mediante un trasformatore avente un rapporto 1 : 3 e una induttanza equivalente al primario di 2 H. Poichè il secondario è praticamente aperto, il circuito equivalente al primario è prevalentemente induttivo. Si disponga il circuito come nella figura 4.

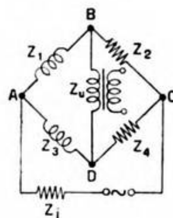


Fig. 4. — Schema del ponte scelto come esempio: $Z_1 = \omega L_1 = 1000\,\Omega$; $Z_2 = R_2 = 500\,\Omega$; $Z_3 = R_3 = 1000\,\Omega$; $Z_4 = \omega L_4 = 2000\,\Omega$; $Z_u = \omega L = 2000\,\Omega$; $Z_i = 60\,\Omega$; $\Delta Z_3/Z_3 = 0{,}001$.

La [14′] e la [12′], come si può facilmente verificare, sono soddisfatte. Si osservi che, essendo la resistenza equivalente in serie:

$$Z'_i = Z_i + \frac{Z_1\,Z_4}{Z_1 + Z_4 + Z_u} = 60 + j\,400$$

dello stesso ordine dell'impedenza equivalente del ponte, la tensione effettivamente applicata al ponte è circa la metà della tensione a vuoto del generatore.

Poichè interessa qui non il valore esatto ma l'ordine di grandezza della sensibilità si può assumere:

$$V_{AC} = (1/2)\,V_v = 5\text{ V}$$

$$A' = A \frac{Z_u}{Z_1 + Z_4 + Z_u} = j\,2 \cdot \frac{2000}{5000} = j\,0{,}80\,;$$

$$\Delta V_{BD} = V_{AC} \frac{A'}{(1 + A')^2} \frac{\Delta Z_3}{Z_3} = 5 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3} = 2{,}5 \cdot 10^{-3}\ \text{V}\,.$$

Poichè il rapporto di trasformazione è 1 : 3, la tensione effettivamente applicata al rivelatore elettronico è di:

$$\Delta V_{BD} = 7{,}5 \cdot 10^{-3}\ \text{V}\,.$$

Se si fosse accoppiato direttamente il ponte al rivelatore si sarebbe avuto:

$$\Delta V_{BD} = 10 \cdot 0{,}4 \cdot 10^{-3} = 4 \cdot 10^{-3}\ \text{V}\,.$$

Come si vede, in questo caso la diminuzione del valore di sensibilità dovuto al valore finito della Z_u è compensata dall'elevazione di tensione operata dal trasformatore.

Questi esempi illustrano quanta importanza abbia ai fini di una buona sensibilità una scelta opportuna della resistenza interna dello strumento rivelatore e come, anche nel caso di ponti di impedenze, si possa, con semplici calcoli, conoscere l'ordine di grandezza della tensione di squilibrio. Si ritiene tuttavia che l'utilità pratica delle considerazioni svolte risieda non tanto nel fornire un semplice metodo di calcolo per la ricerca del valore della sensibilità, bensì nel dare, a chi deve eseguire misure montando di volta in volta un ponte con gli elementi che ha a disposizione in laboratorio, utili criteri generali per la scelta degli elementi più opportuni per raggiungere una buona sensibilità.

Si ringrazia il professore Andrea Ferrari-Toniolo per gli aiuti ed i consigli elargiti nella compilazione della presente nota.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

CRONACA TECNICA

ANTENNE.

Nel fascicolo del 9 settembre 1943 di *E. T. Z.*, W. Peters parla di alcuni **problemi di alta tensione nelle grandi antenne trasmittenti**. Quando la potenza di emissione è notevole, si possono produrre facilmente tensioni a radiofrequenza di decine di migliaia di volt. Cure speciali si richiedono per evitare la formazione di scariche disruptive o luminescenti: conduttori accuratamente arrotondati (spigoli e punte facilitano le scariche), isolatori di forma opportuna, con superfici ben lisce per facilitare lo scorrimento dell'acqua ed impedire la costituzione di un velo superficiale di questa. Le perdite d'isolamento devono essere contenute in limiti accettabili; con le onde corte è conveniente servirsi di materiali ceramici speciali di piccolissima costante dielettrica e adottare elementi isolanti di dimensioni minime.

Problemi particolari sono da risolvere per la costruzione dei grandi isolatori di base dei piloni, che occorre presentino una considerevole resistenza elettrica congiunta ad un'elevata resistenza meccanica. Si descrive l'isolatore di sostegno di un traliccio alto 330 m, pesante 800 t: esso è sottoposto a una differenza di potenziale di 150 kV. Le funi di controvento meritano pure speciali attenzioni: per impedire che diventino sede di oscillazioni elettriche, la loro continuità metallica dev'essere interrotta con isolatori; per questi si esigono piccola capacità, elevata tensione di scarica e limitato peso proprio. Si accenna infine a qualche prova da eseguire sui grandi isolatori e sugli impianti relativi.

N. L. B.

ELETTROTECNICA GENERALE.

Sul **dimensionamento di schermi** riferisce K. Nentwig nel numero dell'11 marzo 1943 di *E. T. Z.* Dopo aver ricordato le definizioni di costante di penetrazione del metallo che costituisce un conduttore percorso da una corrente alternativa, e di profondità convenzionale di penetrazione e di trasparenza di uno schermo alle onde elettromagnetiche, riporta le relazioni fra queste grandezze e le loro espressioni in funzione della resistività e della permeabilità dello schermo, e della frequenza delle onde incidenti. Per il calcolo del comportamento degli schermi dà un nomogramma che sostituisce le relazioni algebriche.

G. G.

FOTOELETTRICITÀ.

Alcune note teorico-pratiche sulle **cellule fotoemittenti a gas per cinematografia sonora** sono esposte da A. Malavasi in *Radio Industria*, nel fascicolo di gennaio-febbraio 1942. Tutti i metalli colpiti da un fascio di luce emettono elettroni (effetto fotoelettrico normale) in misura decrescente col crescere della lunghezza d'onda della radiazione incidente, fino a una soglia limite di questa lunghezza, generalmente posta nell'ultravioletto, al di sopra della quale l'effetto non si manifesta. Per i metalli alcalini si ha un massimo di emissione per una determinata lunghezza d'onda (effetto fotoelettrico selettivo), situata anche nel visibile o nell'ultrarosso. Per aumentare la corrente fotoelettrica emessa dalla superficie attiva (costituita nelle moderne cellule per cinematografia sonora da una miscela colloidale di cesio, ossido di cesio, ossido di argento e argento finemente diviso), si riempie l'ampolla con un gas inerte (generalmente argon) a una pressione di qualche centesimo di millimetro di mercurio. L'emissione delle cellule cresce anche con la tensione applicata tra anodo e catodo; esiste per questa un limite, al quale avviene la scarica fra gli elettrodi; generalmente si lavora con una differenza di potenziale di circa il 75 % di codesta « tensione di accensione ».

L'esame del funzionamento elettrico di una cellula fotoelettrica si fa mediante curve, le quali dànno la corrente di emissione in funzione del flusso luminoso, che colpisce la superficie attiva, per diverse tensioni applicate (emissioni dell'ordine di trecento microampere per lumen, con tensioni di un centinaio di volt), o in funzione della tensione applicata per diversi flussi luminosi: analoghe queste ultime alle caratteristiche di placca di un triodo, con la sola differenza che in luogo della variabile tensione di griglia si ha la variabile flusso luminoso.

Se un certo flusso modulato colpisce la cellula, la corrente modulata che si produce è in generale distorta. Le distorsioni divengono trascurabili, se il valore statico del flusso è sufficientemente piccolo: cellule a gas, di quelle che si trovano in commercio, per flussi dell'ordine di grandezza di 0,05 lumen offrono caratteristiche di emissione praticamente rettilinee. I flussi che si hanno in pratica nella cinematografia sonora sono dell'ordine di 10^{-3} lumen.

Vengono riportati due degli schemi più usati per il collegamento delle cellule col primo stadio dell'amplificatore. La tensione sulla griglia di tale stadio è dell'ordine di qualche centesimo di volt. Esempi numerici sono dati per i valori delle resistenze e capacità che entrano a far parte degli schemi: valori che devono essere ben scelti per evitare attenuazioni alle basse frequenze o alle alte. *N. L. B.*

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

La notizia di un progetto americano per la costituzione di un sistema mondiale di radiocomunicazioni viene riferita nel numero di settembre-ottobre 1944 del *J. Télécomm.* Otto stazioni relè, site in prossimità del-

l'equatore, stabilirebbero una **cintura radioelettrica equatoriale**, verso la quale sarebbero dirette le comunicazioni delle località poste a nord o a sud della cintura stessa; poi i messaggi seguirebbero il circuito mondiale fino alla stazione che li smisterebbe verso il luogo di destinazione.

Sotto l'aspetto tecnico sarebbe conseguito il vantaggio importante di allontanare i collegamenti dalle zone polari, nelle quali le condizioni di propagazione sono precarie per il notevole assorbimento e per l'intensità dei disturbi di natura ionosferica. La maggiore ionizzazione degli strati alle basse latitudini, a causa dei più intensi raggi solari, permetterebbe l'uso di onde molto corte, col risultato di una più intensa utilizzazione delle bande di frequenza non ancora sature. La piccola distanza oraria (circa 3 ore) tra una stazione e la successiva della cintura permetterebbe di evitare forti variazioni della densità degli strati ionizzati che si presentano lungo il percorso, facilitando la scelta delle frequenze più adatte per assicurare il collegamento, che potrebbe essere ininterrotto.

N. L. B.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

Secondo il *J. Télécomm.* di settembre-ottobre 1944, J. Baird ha annunciato, fra i più recenti perfezionamenti, l'attuazione della **televisione a colori**. Il nuovo apparecchio « Telechrom » permette la presentazione di scene a colori naturali, per cui la chiarezza e la nitidezza d'immagine sono notevoli e per nulla inferiori a quelle delle riproduzioni in bianco e nero.

N. L. B.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

G. DILDA. — *Radiotecnica*. Volume I: *Elementi propedeutici*. III edizione. — Levrotto e Bella, Torino, 1944. — Un volume di XI-322 pagine, con 214 figure e 10 tabelle. — Prezzo L. 90.

Questa nuova edizione a stampa del testo ben noto per allievi periti si presenta considerevolmente arricchita e migliorata, in confronto con le precedenti in litografia, mantenendo per altro la stessa struttura generale ed accentuando quelle qualità, che sono state già messe in luce (1) e che fanno sì il libro interessi anche largamente al di fuori della categoria di lettori cui era in origine destinato.

In particolare è stato totalmente rifatto il capitolo sui circuiti accoppiati, ove riesce suggestiva la rappresentazione prospettica delle curve di risonanza per vari gradi di accoppiamento. Anche la parte riguardante i tubi elettronici si presenta come assai perfezionata e arricchita di nuovi elementi e di numerosi " spaccati ,, di tubi elettronici moderni. Aumentato e migliorato è pure il capitolo sull'elettroacustica.

Si può dire che l'opera abbia subito in ogni sua parte un'attenta rielaborazione, che torna a merito dell'autore e insième dimostra quanto stia ancora evolvendosi questa materia. Ottima la veste tipografica, stampa accurata e figure chiare e attraenti. *M. B.*

***

P. M. PFLIER. — *Elektrische Messung mechanischer Grössen*. Zweite Auflage. — Springer, Berlin, 1943. — Un volume di VI-259 pagine, con 326 figure, legato. — Prezzo R. M. 24,45.

La seconda edizione ha visto la luce a tre anni di distanza dalla prima, senza presentare per altro, rispetto a questa, modifiche di notevole entità. Di esse merita rilievo per la parte formale la separazione dell'indice alfabetico per autori da quello per argomenti; sono stati poi aggiunti un breve capitolo sulla variazione della forza termoelettromotrice per effetto di sollecitazioni meccaniche sulla sostanza che la produce e una trentina di figure qua e là; alcune, invece, delle illustrazioni preesistenti sono state soppresse ed altre modificate.

(1) A. F., 1940, IX, p. 708.

La materia è divisa in tre parti, dedicate ordinatamente ai fondamenti delle misure elettriche, alla trasformazione delle grandezze meccaniche in elettriche, ai procedimenti di misura. Nella prima, alquanto più breve delle altre e di tipo introduttivo, vengono messi in rilievo i vantaggi che presentano le apparecchiature elettriche, le loro proprietà, la precisione conseguibile, e si descrivono i sistemi generalmente adottati per eliminare gl'influssi dannosi dovuti alle variazioni di tensione, di frequenza o di temperatura sull'indicazione di particolari apparecchi. Il limite di funzionamento di questi, la distanza di trasmissione delle indicazioni e l'esecuzione con metodi elettrici delle operazioni algebriche e infinitesimali sono gli argomenti che completano la parte.

La seconda, divisa in tre capitoli, tratta nel primo l'argomento fondamentale, della dipendenza fisica tra le proprietà meccaniche e quelle elettriche dei materiali: vengono studiate le relazioni che legano le dimensioni con la resistenza dei conduttori, la loro tensione elastica con la resistività, con la permeabilità, con la forza termoelettromotrice e con l'assorbimento dei raggi Röntgen. Il secondo capitolo considera la produzione di grandezze elettriche mediante quelle meccaniche, utilizzando l'induzione e la piezoelettricità. Il terzo studia i diversi modi d'influenzare meccanicamente un circuito elettrico, mediante organi capaci di originare una determinata grandezza elettrica, sotto forma impulsiva o resistiva o fotoelettrica o capacitiva o induttiva.

La terza ed ultima parte, dedicata sostanzialmente alla descrizione degli apparecchi, consta di cinque capitoli. Il primo riguarda la misura degli spostamenti e considera gl'indicatori di posizione, i micrometri, i misuratori di spessore e di strati di rivestimento; il secondo studia la misura delle forze, considerando i tensiometri, i dinamometri di torsione, i misuratori di sforzi di compressione, di taglio e di trazione, i manometri; il terzo si occupa della misura della velocità e descrive quindi i tachimetri, i misuratori dello scorrimento (per i rotori dei motori a induzione), della velocità dei veicoli, della velocità di taglio (per gli utensili nelle macchine operatrici), della velocità dei proiettili; seguono i due ultimi capitoli, con la misura delle accelerazioni, delle vibrazioni, degli scotimenti (accelerometri, vibrometri) e del tempo (orologi sincroni, registratori, misuratori di piccoli tempi, comparatori rapidi di orologi).

Quantunque si possa affacciare qualche dubbio circa la convenienza della suddivisione scelta per la materia, è pur doveroso riconoscere che la trattazione facile e l'abbondanza di dati numerici rendono la lettura assai gradevole e proficua. Inoltre le numerose figure (fotografie, schemi meccanici ed elettrici), oltre a chiarire il funzionamento dei vari apparecchi, mettono il lettore a contatto con le effettive costruzioni della tecnica (prevalentemente tedesca) e gli forniscono dati pratici sulle loro possibilità reali. La bibliografia assai ricca, divisa per argomenti, fornisce a chi legge un'utile integrazione delle notizie date nel testo. La veste tipografica è ottima. *C. E.*

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Attività nell'I. E. N. G. F.: riunioni del I semestre 1943-44. — Nella 257ª riunione, il 10 novembre, il dottore Gregoretti, della Sezione Radiotecnica, dà notizia di uno studio critico sulla misura delle perdite nei dielettrici a frequenze molto elevate. I metodi a risonanza con circuiti a costanti concentrate vengono normalmente usati nella gamma da circa 10 a 50 MHz. Quantunque per frequenze superiori i loro risultati siano passibili di notevoli errori per il fatto che i componenti del circuito oscillatorio di misura non possono più considerarsi come elementi a costanti concentrate, ancora per le frequenze da 50 a 300 MHz codesti metodi, e quelli che utilizzano circuiti oscillatòri costituiti da condensatori e da elementi di linea, sono i più adatti. Oltre 300 e fino a circa 3000 MHz sono stati sperimentati con successo procedimenti a risonanza con circuiti oscillatòri formati da linee coassiali o da cavità risonanti. In fine, per frequenze ancora maggiori dominano metodi coi quali si effettuano applicazioni alle onde elettromagnetiche delle leggi dell'ottica.

Nella 258ª riunione, il 24 novembre, il professore Pinciroli riferisce sull'attività della Sezione Radiotecnica durante gli ultimi diciannove mesi. Fra i numerosi argomenti che sono stati oggetto di pubblicazioni, ricerche, lavori di carattere didattico, prove per conto di terzi, tratta specificamente il problema dell'emissione, per via radio, di una frequenza acustica (prescelta del valore di 1000 Hz), di una radiofrequenza (prescelta del valore di 610 kHz) e di un segnale orario di carattere scientifico, preciso a meno del decimo di secondo. Le apparecchiature necessarie si stanno allestendo; in particolare sono attuati: un dispositivo per la formazione del tema del segnale orario, progettato presso l'Istituto e frutto della generosa collaborazione della Fiat Grandi Motori; parti di un secondo campione primario di frequenza, che si è considerato opportuno predisporre, accanto a quello in possesso dell'Istituto, prima di trasformare in un servizio continuativo le esperienze già effettuate di emissione dei segnali, allo scopo di assicurare la continuità del servizio stesso. Fra tali parti sono notevoli un multivibratore di tipo speciale, semplice e stabile, costituito da un solo tubo a transconduttanza negativa, e un oscillatore piezoelettrico anch'esso particolare, fondato su un principio notevolmente diverso da quello del Pierce e dai derivati; in

esso l'elemento di quarzo è mantenuto in oscillazione da una resistenza negativa a comando di corrente, fornita da un tubo elettronico a transconduttanza negativa del tipo a campo frenante. I moderni elementi di quarzo perfezionati, profittando di modalità di taglio speciali, procurano un coefficiente di temperatura della frequenza di risonanza sensibilmente nullo entro un ampio intervallo di temperatura; e con elettrodi di costituzione e sospensione particolari evitano gli effetti delle perturbazioni di origine meccanica. L'oscillatore in questione, non avendo circuito oscillatorio, nè induttanze e capacità complementari, elude ulteriori cause di variazione della frequenza generata e si presenta quindi rimarchevole per la stabilità, unita al pregio di una grande semplicità di concetto e di struttura.

Nella 259ª riunione, il 16 dicembre, il professore Zin, della Sezione Telefonia, espone alcuni studi sui circuiti elettrici. Il problema delle relazioni tra parte reale e parte immaginaria dell'espressione complessa di un'impedenza è stato risolto compiutamente e in modo molto generale. Oggetto d'indagine sono stati i campi laplassiani piani: si è costruita una teoria generale, fondata sull'uso delle funzioni monogene, che risolve il quesito di determinare il profilo di una o più armature, ciascuna delle quali sia equipotenziale, atte a generare su una curva assegnata un campo prestabilito; come esempio viene trattato il progetto del profilo della vaschetta di un potenziometro elettrolitico. Nel campo del calcolo operatorio si è studiata la questione, proposta dal professore Giorgi, dell'applicazione dell'operatore $\Delta^{1/2}$ a una funzione $V(t)$ integrabile, ma priva in ogni punto di derivata, ed è stata trovata la formula integrale risolutiva.

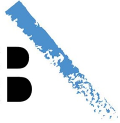
Nella 260ª riunione, il 4 gennaio, il professore Ferrari-Toniolo dà notizia dell'opera svolta nella Sezione Telefonia durante un anno e mezzo. L'attività didattica si è continuata con normalità; quella scientifica comprende, oltre agli studi sui circuiti elettrici, dei quali è stato riferito nella riunione precedente, la sistemazione di alcuni capitoli della teoria di essi, la classificazione di tutti i tipi di bipoli e quadripoli esistenti e dei loro metodi di studio, la revisione di norme per gli impianti telefonici interni, la preparazione del vocabolario italiano delle telecomunicazioni. Fra le ricerche particolari si annovera una serie di prove sui quadripoli mediante onde di forma rettangolare o a denti di sega. I lavori per conto di terzi ed il servizio di riproduzione fotostatica da riviste o da libri, curato dalla sezione a vantaggio di tutti, han proseguito regolarmente.

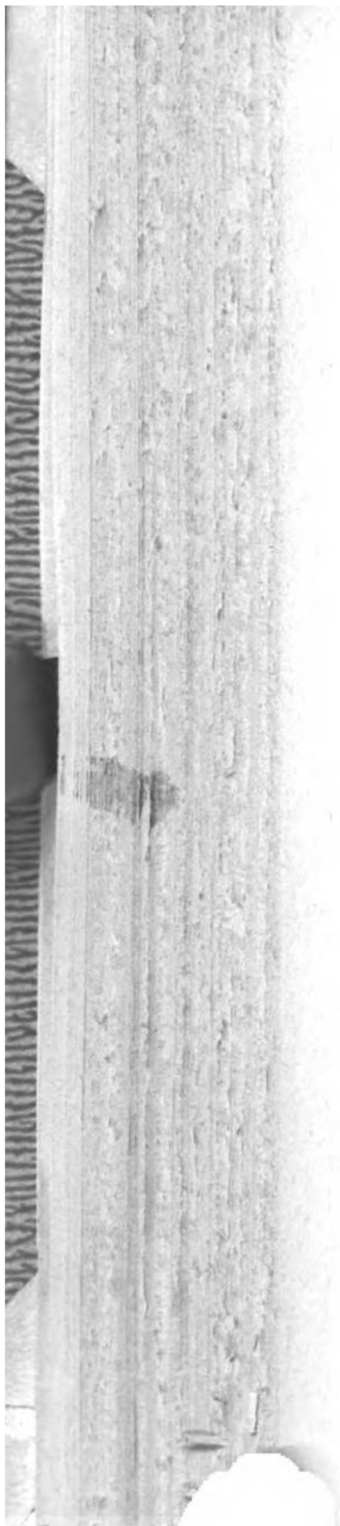
Nella 262ª riunione, il 1º febbraio, l'ingegnere Abele, della Sezione Radiotecnica, espone una trattazione matematica riguardante la valutazione dell'energia assorbita in regime transitorio da un bipolo lineare passivo. Il problema è svolto da prima in forma molto generale nell'ipotesi che ai capi del bipolo agisca una tensione periodica, sviluppabile in serie di Fourier. Se poi si suppone di applicare al circuito all'istante

$t = 0$ una tensione $v(t)$, arbitrariamente data per $t > 0$, con la condizione che sia sviluppabile in serie di Fourier nell'intervallo tra 0 e T, per determinare l'energia somministrata al circuito nell'intervallo stesso, si sostituisce a $v(t)$ una tensione $v_1(t)$ periodica con periodo T, tale che per ogni valore di t compreso tra 0 e T sia $v_1(t) = v(t)$. Allora l'energia fornita al circuito sotto $v(t)$ è uguale a quella fornita sotto $v_1(t)$ per $t = T$. La trattazione per il caso della tensione periodica conduce a stabilire una relazione analitica particolarmente semplice, quando l'energia sia valutata ad un istante t in cui si possa supporre terminata la fase transitoria. Risulta che la differenza tra l'energia effettivamente fornita al circuito e quella che si fornirebbe nel medesimo intervallo di tempo in assenza della fase transitoria, è indipendente dalla conduttanza, cioè dalla parte reale dell'ammettenza del bipolo.

Nella 263ª riunione, il 15 febbraio, l'ingegnere Zerbini, del Reparto Materiali, tratta dell'attività svolta dalla Sezione per lo studio dei magnetici nell'ultimo anno e mezzo. È stata portata a termine una ricerca su un nuovo dispositivo per il rilievo rapido di curve di magnetizzazione con corrente alternata adoperando l'apparecchio e i provini di Epstein; il dispositivo consente di rilevare i successivi massimi dell'induzione e del campo magnetico per mezzo di due voltmetri per valore medio, connessi l'uno ad un secondario concatenato col provino e l'altro ad un tensiometro adiacente a quest'ultimo; i voltmetri sono del tipo a raddrizzatore meccanico vibrante, con strumento a bobina mobile. Ancora in corso è una ricerca per metodi di misura che diano buon affidamento nella determinazione di curve di magnetizzazione di lunghe sbarrette di materiali aventi alta permeabilità; si sono sperimentate disposizioni permeametriche con circuito aperto e con circuito chiuso, e queste ultime sono apparse preferibili; è risultato in generale necessario aumentare la sensibilità dei dispositivi balistici ed a questo scopo si è anche intrapresa la costruzione di un amplificatore per impulsi. Numerose le indagini su provini vari di materiali magnetici, eseguite per conto di terzi. La sezione ha inoltre migliorato le sue attrezzature con l'acquisto di un generatore e di un rivelatore per frequenze fino ad alcune centinaia di kilohertz, di un flussometro, di un millivoltmetro di precisione, con estesa serie di derivatori; di costruzione interna sono: un trasformatore differenziale con nucleo toroidale di sottile nastro di mumetal, un solenoide campione di grandi dimensioni, un'induttanza mutua campione e numerose bobine con caratteristiche speciali.

Nella 264ª riunione, il 29 febbraio, l'ingegnere Egidi, della Sezione Radiotecnica, espone una trattazione teorica dell'effetto di pelle nei conduttori cilindrici rettilinei. Chiarisce il significato fisico del fenomeno e ne valuta la portata tecnica, sotto gli aspetti sostanzialmente diversi che esso presenta, da una parte per quanto attiene al trasporto dell'energia, dall'altra per la costituzione di resistori campione per frequenze elevate; dà le definizioni delle relative grandezze caratteristiche ed uti-





lizza la più significativa di esse, cioè la costante di penetrazione δ, per valutare il limite superiore di frequenza, oltre il quale è praticamente necessario portare in conto l'effetto di pelle, almeno nel caso molto comune di conduttori a sezione circolare. Successivamente, partendo dalle equazioni di Maxwell, deduce parallelamente le equazioni differenziali che regolano il fenomeno nei due casi fondamentali, di sezione del conduttore costituita da un semipiano e di sezione circolare, mostrandone le analogie e le differenze. Svolge poi la trattazione del conduttore del primo tipo, studiando in modo completo la corrente globale che fluisce fra la superficie e la profondità generica y, e dando una nuova definizione della profondità convenzionale di penetrazione del campo elettrico. Analoga trattazione sviluppa quindi per il conduttore del secondo tipo e conclude con la presentazione di alcune tra le più note formule approssimate, dando i valori dell'approssimazione con cui si ricavano la resistenza e l'induttanza effettive al variare della frequenza.

Nella 267ª riunione, il 25 aprile, il professore Soleri, del Politecnico di Torino, parla degli ultimi progetti di collegamento telefonico a grande distanza per mezzo di cavi subacquei. La mancanza di un'assoluta garanzia della continuità di funzionamento della radiotelefonia e d'altra parte l'elevata potenzialità e la convenienza commerciale, conferite alla telefonia per filo dall'uso delle correnti vettrici, hanno favorito l'adozione di quest'ultima per le grandi distanze. Si sono così avuti successivamente i cavi Continente-Sardegna, Australia-Tasmania, Inghilterra-Irlanda, nonchè lo studio di quello Sicilia-Libia; più di recente il progetto americano di un cavo transatlantico, atto a convogliare numerose conversazioni telefoniche simultanee. In esso verrebbero incorporati gli amplificatori per vincere l'attenuazione corrispondente all'alta frequenza delle correnti vettrici. Molti problemi si sono presentati dal lato elettrico e da quello meccanico per la costruzione e per la posa, e ingegnose soluzioni sono state studiate per superarli. Per un collegamento di 3700 km (Gran Bretagna-Terranova) e per la trasmissione di una banda di frequenza di 48 kHz, occorrerebbero 47 stazioni di amplificazione, spaziate di 80 km; sarebbero consentite 12 conversazioni simultanee. Il problema della telefonia transoceanica con ciò non è risolto; si potrà considerare tale, quando si riusciranno a convogliare nello stesso cavo 250 comunicazioni telefoniche simultanee oltre alle modulazioni televisive, come si ottiene nelle telecomunicazioni terrestri. L'impresa deve attendere il dopo guerra. *Re.*

Vol. XIII - N. 4 Dicembre 1944

ALTA FREQUENZA

INHALT

Ein wenig bekanntes Verfahren zur Bestimmung der Kennlinien von Elektronenröhren wird untersucht. Das Verfahren besteht darin, dass man die Emissionsströme bei niedrigen Heizspannungen misst, und durch Kenntnis des Stromverteilungsgesetzes, die der Betriebsspannung entsprechenden Emissionsströme durch Extrapolation bestimmt.

Im ersten Teil wird die Nichtäquipotentialität der Kathode und die Abhängigkeit des Sättigungsstromes von den Elektrodenspannungen in Rechnung gebracht. Im zweiten Teil schlägt man eine neue Methode zur Bestimmung der Stromverteilung vor, worin bisjetzt die grösste Schwierigkeit, besonders bei Sekundäremission, lag.

Es werden die verschiedenen Frequenz-Messmethoden für den Bereich der Meter- und Dezimeterwellen beschrieben. Zuerst werden die Messmethoden mit Resonanzkreisen und mit Resonanzleitungen betrachtet, und die erreichbaren maximalen Frequenzgrenzen und Messfehler ergeben. Endlich wird die Messmethode durch Schwebung der unbekannte Frequenz mit der Oberschwingungen eines Oscillators von veränderlicher Frequenz betrachtet und ein Wellenmesser beschrieben, der Frequenzmessungen bis 800 MHz mit sehr kleiner Ungenauigkeit ermöglicht.

Die Empfindlichkeit einer Brücke kann ganz einfach als eine Funktion der Brückenart ausgedrückt werden, unter der Voraussetzung dass die innere Impedanz des Generators null, und die des Nullindikators unendlich gross ist(In der vorliegenden Arbeit wird der Fall behandelt, dass diese Voraussetzungen nicht mehr gelten, und ein allgemeinerer Ausdruck für die Empfindlichkeit wird angegeben. Die Bedingungen für die grösste Empfindlichkeit einer aus rein ohmschen Widerständen bestehenden Brücke

SOMMAIRE

d'un facteur qui dépend du type du pont considéré par un facteur qui dépend de la constitution et de la grandeur du déséquilibre de l'impédance, que l'on imagine de manoeuvrer pour rejoindre la condition de zéro.

Dans ce travail on donne une expression assez simple pour le calcule de la sensibilité même lorsque l'on abandonne les dites conditions restrictives. On resout en outre dans toute sa généralité le problème de trouver les conditions de la plus haute sensibilité autour du point d'équilibre pour le cas que l'on n'ait pas, dans le pont, des éléments réactifs. On étudie en particulier la sensibilité totale dans le cas où l'instrument révélateur soit un galvanomètre.

CONTENTS

An unusual extrapolation method for the determination of electron tubes characteristics is dealt with. The emission currents at a normal cathode heating voltage are deduced from the emission currents at reduced voltage and from the data of distribution of the same currents among the several electrodes. The method is completed in a first part considering the potential distribution in the cathode and the variation of the saturation current; and in a second part, introducing a new way of determining the distribution of the emission current, also in the difficult case of secondary emission.

The different systems of measuring the frequency in the bands of meter and decimeter waves are described. The methods of measure with tuned circuits and with transmission lines are at first considered, and the limits of frequency and of obtainable accuracy successively discussed. At last the measurement by means of beatmen of the unknown frequency with the harmonics of an heterodyne oscillator is dealt with, and a frequency meter, that permits to measure frequencies up to 800 MHz with a great accuracy, is described.

For bridges, supplied at a constant voltage and having an infinite impedance in the detector branch, the sensitivity is given in a very simple way by the product of a factor depending on the type of bridge and a factor depending on the constitution and value of the impedance, which is supposed to be varied in order to obtain zero conditions.

The calculation of the sensitivity is now carried out also in absence of the said conditions. Moreover it is solved, in its whole generality, the problem of determining the maximum of sensitivity in proximity of zero conditions, when the bridge does not contain reactive elements. The total sensitivity of a bridge in connection with a galvanometer, as detector instrument, is particularly dealt with.



PROF. ANGELO BARBAGELATA, *Direttore responsabile*
Pubblicazione autorizzata P 82 A. P. B.
Stabilimento Tipografico AJANI GIOVANNI & CANALE GIACOMO - Corso S. Maurizio 42-A - TORINO

VOL. XIV - N. 1-2 MARZO - GIUGNO 1945

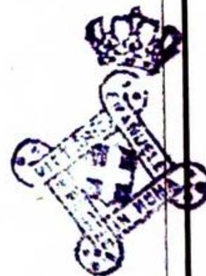
ALTA FREQUENZA

RASSEGNA DI RADIOTECNICA

TELEFONIA

E ACUSTICA APPLICATA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A. F. XIV-1-2 MAR.-GIU. 1945

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. XIV MARZO - GIUGNO 1945 N. 1-2

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Direttore: G. VALLAURI. *Condirettore:* P. LOMBARDI.
Redattori: M. BOELLA; V. GORI; R. SAN NICOLÒ; F. VECCHIACCHI.
Collaboratori ordinari: A. FERRARI-TONIOLO; A. GIACOMINI; A. GIGLI; N. LA BARBERA; A. PINCIROLI; R. SARTORI.

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . . . . L. 450
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . » 350
IL PRESENTE FASCICOLO (semestrale) » 240
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . » 200

ANNATE ARRETRATE: V (1936), VI (1937), CIASCUNA L. 200; PER I SOCI L. 160. LE SUCCESSIVE, CIASCUNA L. 250; PER I SOCI L. 200.

SOMMARIO

Vol. XIV Marzo-Giugno 1945 N. 1-2

ALTA FREQUENZA



Oscillatori bifasi a resistenza e capacità.

Sono ben conosciute le applicazioni, nel campo delle misure elettriche a frequenza acustica, della macchina di Franke, la quale, pur presentando tutti gl'inconvenienti dei comuni generatori rotanti monofasi, era sopravvissuta a questi per la possibilità di fornire due tensioni aventi la medesima frequenza e fasi spostabili fra loro in modo indipendente da essa. In un precedente articolo della nostra rivista, si è mostrato il modo di conseguire un uguale risultato con un apparecchio funzionante come i normali oscillatori a battimenti e dotato di tutti i loro pregi (1).

È noto tuttavia che questi generatori, i quali fino ad alcuni anni or sono potevano considerarsi, sotto molti aspetti, come i più perfezionati per frequenze acustiche, vengono attualmente sostituiti, in misura sempre più larga, dagli oscillatori a resistenza e capacità, che presentano indiscutibili vantaggi, specialmente per quanto riguarda la stabilità di frequenza e la semplicità di costruzione; e di recente un tipo particolare di tali apparecchi è stato oggetto di ampio studio nelle nostre pagine (2).

Una nuova nota dell'ingegnere Madella mostra ora come anche gli oscillatori a resistenza e capacità siano suscettibili di una modificazione, che li renda atti a fornire due tensioni di uguale frequenza con regolazione aperiodica della fase. Il problema di ottenere tensioni siffatte appare pertanto risolto in modo completo per ciascuno dei tipi di generatori che vengono comunemente adoperati nei laboratori, e la scelta di questi si può perciò effettuare con riferimento alle caratteristiche proprie di ciascun principio di funzionamento, ed indipendentemente dalla necessità di avere a disposizione un sistema bifase variabile.

Problemi di schermatura.

La difesa dai disturbi, che in vari rami della tecnica è divenuta uno dei temi più presenti ed importanti, assume un particolare aspetto quando si tratti di proteggersi dai campi elettromagnetici che, in misura

(1) G. B. Madella: Oscillatore bifase a battimenti per frequenze acustiche - A. F., 1943, XII, p. 248.

(2) G. Francini: Oscillatore a resistenza e capacità - A. F., 1944, XIII, p. 5.

legata strettamente allo sviluppo delle applicazioni dell'elettrotecnica, sempre più invadono lo spazio. Si parla allora di schermatura ed in particolare di schermatura elettrica ovvero magnetica ovvero ancora elettromagnetica.

La rassegna che l'ingegnere Nucci svolge, in forma ampia e sistematica, in questo fascicolo, tratta delle schermature magnetica ed elettromagnetica. Gli esempi e le prove sperimentali, espressamente condotti, si riferiscono ad un campo specifico di applicazione, quello dei trasformatori telefonici; pur tuttavia l'insieme della trattazione ha il carattere più generale di un esame panoramico riassuntivo, ma nel tempo stesso sufficientemente diffuso ed esauriente per chi non abbia modo di consultare in maniera diretta le fonti ed i molteplici studi già pubblicati sul tema.

Perciò pensiamo che l'esposizione possa riuscire utile ed interessante, anche se non piccola parte del suo contenuto non rivesta carattere di novità. Per vero essa si appoggia principalmente su alcuni lavori classici sull'argomento; ma si estende pure a richiami e spunti tratti da tutta la letteratura e dà altresì gli elementi necessari per il progetto ed il calcolo pratico di schermi semplici e multipli di forme varie. Ciò costituisce senza dubbio un merito da porre in giusto rilievo, e sul quale conviene richiamare l'attenzione dei tecnici.

Rilievi di campi.

Il progetto e l'attuazione degl'innumerevoli apparecchi, nei quali si trae partito dai fenomeni relativi agli elettroni in movimento, sono stati resi possibili in questi ultimi anni dal rapido progredire di quella branca della scienza fisica che va sotto il nome di ottica elettronica: capitolo importantissimo, non soltanto per le molte rilevanti applicazioni, ma anche, e forse ancor più, perchè ha recato conferme decisive alle moderne teorie dell'intima natura dei fenomeni elettrici.

Lo studio dell'ottica elettronica ha naturalmente trovato un ausilio essenziale e preziosissimo nella matematica, ma questa non permette di raggiungere la risoluzione di taluni dei problemi più complessi, che si presentano in quasi tutte le applicazioni tecniche. Invero è questione fondamentale determinare la traiettoria seguita da un elettrone in un campo elettrico, magnetico o misto; e, quando il campo è disuniforme ed ha configurazione complessa, la risoluzione mediante i mezzi analitici riesce praticamente ineffettuabile.

In tali casi si ricorre a metodi sperimentali, riducendo lo studio desiderato a quello di un altro campo fisico, che si possa assimilare al primo e sul quale si sia in grado di fare misure. Sono stati per ciò proposti vari procedimenti, tra i quali hanno incontrato maggiore successo i due della

membrana elastica e della vasca elettrolitica. Vantaggio del primo, la visione diretta del moto dell'elettrone nel campo; e ciò ne spiega il largo uso per gli scopi industriali. Col secondo invece si ricava il tracciato del « potenziogramma », ossia la schiera di linee equipotenziali, dalla quale, con metodi grafici, si può risalire alle traiettorie elettroniche; pregio del metodo, un'accuratezza più che bastevole agli scopi pratici.

Nel presente fascicolo, il professore PINCIROLI e la dottoressa PANETTI, dopo aver descritto le caratteristiche principali della vasca elettrolitica allestita presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale, svolgono l'esame delle cause che possono infirmare la precisione dei rilevamenti. Forniscono poi alcuni interessanti esempi di potenziogrammi di campi elettrostatici sostenuti da configurazioni caratteristiche di tubi elettronici. E ne traggono lo spunto per dedurre, con una costruzione grafica, alcune traiettorie di elettroni, che fra l'altro mettono in rilievo la ripartizione della corrente fra i vari elettrodi.



Teoria dei risonatori a cavità.

L'uso sempre più esteso delle onde decimetriche, largamente favorito dalle applicazioni belliche, ha indotto gli studiosi a rivolgere con crescente interesse la loro attenzione ai sistemi risonanti per frequenze sul migliaio di megahertz ed in particolare sui risonatori a cavità. La forma da attribuire a questi ultimi, pur essendo in parte vincolata all'evidente necessità di introdurvi e di ricavarne nel modo migliore la potenza oscillatoria da cui si vuol trarre profitto, può essere assegnata fruendo della più ampia libertà di preferenza. Invero nelle prime applicazioni tale scelta fu fatta « a gusto », in modo essenzialmente empirico. Ma già negli ultimi tempi precedenti la guerra, la quale fece cessare, evidentemente, ogni pubblicazione in materia, erano comparsi notevoli lavori intesi ad affrontare il problema di uno studio razionale dei risonatori a cavità. A codesta indagine si ricollegano in particolare anche alcuni articoli (3), già pubblicati nella nostra rivista.

Ma la teoria del comportamento oscillatorio di una cavità, cioè la previsione della configurazione del campo elettromagnetico in ogni punto del suo interno, e particolarmente sulla sua superficie, non è stata formulata (e non sembra possa formularsi con procedimenti esatti),

---

(3) F. DE SIMONI: Teoria elementare dei risonatori sferici cavi eccitati da un dipolo hertziano - A. F., 1943, XII, p. 163.
P. L. BARGELLINI: Risonatori a cavità in generatori a triodo per onde decimetriche - A. F., 1943, XII, p. 183.
N. CARRARA: Oscillatori per onde decimetriche con triodi a griglia negativa - A. F., 1943, XII, p. 219.

se non per forme geometriche elementari e quindi schematiche (cavità cilindriche con sezione rettangolare, circolare o ellittica; cavità sferiche; cavità ellissoidiche). Nel caso di forme che si discostino da codesti schemi, si comprende quanto fosse desiderabile un procedimento, sia pure approssimato, ma di carattere possibilmente generale, che permettesse una previsione del comportamento della cavità.

Lo studio dell'ingegnere Abele, che pubblichiamo, ha per iscopo di risolvere codesto quesito. Le ipotesi restrittive si limitano all'ammissione che la cavità corrisponda ad un solido di rivoluzione e che nessun piano meridiano sia piano nodale per il campo elettrico, nè per il campo magnetico. Questa seconda ipotesi è del resto senz'altro soddisfatta in conseguenza del modo in cui di regola vengono eccitate le cavità risonanti, che han forma di solidi di rivoluzione. La teoria permette di porre in rilievo l'esistenza di punti, in cui il campo elettrico è nullo, e di dedurre dalla loro posizione e dalle loro proprietà una guida per il tracciamento qualitativo della configurazione di esso.

Si tratta di scegliere la distribuzione di quei punti singolari in tal modo, che la conseguente distribuzione di campo elettrico presenti una superficie di livello, la quale o s'identifichi con la parete della cavità, se questa è prefissata, ovvero possa essere scelta come profilo da attribuire costruttivamente alla cavità medesima.

Tutto ciò può apparire alquanto vago e non facilmente utilizzabile al tecnico, cui anche la prima parte dell'articolo darà forse l'impressione di una trattazione matematica di tipo accademico; ma i due esempi di casi particolari, riportati nella seconda parte, ci sembrano comprovare efficacemente che lo studio esposto presenta anche un'apprezzabile utilità tecnica e può dimostrarsi suscettibile di ulteriori sviluppi.

Dichiarazione.

La memoria intitolata « Considerazioni sul calcolo degli amplificatori di potenza a radiofrequenza », che fu pubblicata in A. F., 1939, VIII p. 147; e la lettera che fu parzialmente trascritta nel paragrafo 2 della nota « Sulle proprietà dei microfoni a gradiente di pressione », comparsa in A. F., 1941, X, p. 99; sono dovute al dottore Eugenio Fubini-Ghiron. Cessate le ragioni contingenti che vietavano di pubblicare il nome dell'antico ed apprezzato collaboratore, « Alta Frequenza » adempie con piacere il debito di darne notizia.

LA REDAZIONE.

OSCILLATORE BIFASE A RESISTENZA E CAPACITÀ

GIOVANNI BATTISTA MADELLA

A complemento di una nota precedente, nella quale si descriveva un oscillatore bifase a battimenti con regolazione di fase indipendente dalla frequenza, s'indica la possibilità di conseguire un risultato analogo anche per mezzo di oscillatori a resistenza e capacità. Ciò si ottiene collegando meccanicamente il comando di frequenza di un oscillatore di tale tipo con un opportuno organo di un variatore di fase, che ne modifichi le caratteristiche in modo da mantenere lo spostamento di fase costante, al variare della frequenza, su un valore regolabile ad arbitrio.

Analogamente a quanto avviene per i tipi monofasi, gli oscillatori bifasi a resistenza e capacità presentano, in confronto con quelli a battimenti, pregi ed inconvenienti che possono acquistare importanza relativa diversa secondo il genere delle applicazioni. In particolare, il tipo a resistenza e capacità appare preferibile quando si desideri una elevata stabilità di frequenza, e una notevole semplicità di costruzione. È invece preferibile il tipo a battimenti quando sia opportuno effettuare la regolazione di frequenza, o quella di fase, in un'unica gamma percentualmente molto estesa — eventualmente, per quanto riguarda la regolazione di fase, in un intervallo illimitato — o in altri casi particolari che vengono discussi.

1. - Introduzione.

È stato descritto in un lavoro precedente (1) un oscillatore a battimenti capace di fornire due tensioni isofrequenziali, spostabili di fase fra loro di una quantità regolabile ad arbitrio in modo indipendente dalla frequenza. È possibile conseguire risultati analoghi anche con oscillatori a resistenza e capacità, che in talune applicazioni sembrano preferibili.

Se da un generatore monofase si derivano due circuiti, l'uno direttamente e l'altro attraverso un variatore di fase, secondo uno qualunque degli schemi usuali, si possono ottenere in modo assai semplice due tensioni la cui differenza di fase sia regolabile ad arbitrio. La regolazione che così si ottiene è tuttavia dipendente dalla frequenza, e ciò dà spesso luogo ad inconvenienti. Una completa indipendenza si può invece con-

(1) G. B. Madella: Oscillatore bifase a battimenti per frequenze acustiche - A. F., 1943, XII, p. 248.

seguire, in linea di principio, se il variatore è alimentato da un sistema polifase, ottenuto sia direttamente da oscillatori di tipo speciale (²), sia indirettamente, inserendo fra un generatore usuale ed il variatore un dispositivo atto a convertire un sistema monofase in uno polifase indipendente dalla frequenza (³). Queste soluzioni sono tuttavia poco soddisfacenti, soprattutto perchè la costanza di comportamento del variatore polifase al mutare della frequenza, perfetta in linea di principio, è soggetta in pratica a numerose limitazioni dovute a cause accessorie.

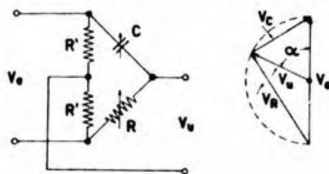


Fig. 1. — Esempio di variatore di fase e relativo diagramma delle tensioni.

Un altro procedimento che permette di conseguire la voluta indipendenza, a prezzo tuttavia di una maggiore scomodità di uso, consiste nel modificare opportunamente le caratteristiche del variatore in funzione della frequenza. Si prenda ad esempio in esame il circuito della figura 1. Un semplice calcolo mostra che la differenza di fase α tra la tensione di entrata V_e e la tensione di uscita V_u è data, con le notazioni della figura, da:

$$\alpha = 2 \arctan \frac{V_C}{V_R} = 2 \arctan \frac{1}{R\omega C},$$

(²) La possibilità di attuare generatori polifasi per mezzo di tubi elettronici è stata studiata in origine da R. Mesny, da A. Arenberg, e da J. Groszkowski:

R. Mesny: Génération d'oscillations polyphasées au moyen de tubes électroniques - Onde Él., 1925, IV, p. 232; Proc. I. R. E., 1925, XIII, p. 471.

A. Arenberg: Systèmes polyphasés à auto-excitation - Onde Él., 1931, X, p. 259.

J. Groszkowski: L'obtention des oscillations poliphasées à l'aide des systèmes dynatroniques - Onde Él., 1933, XII, p. 85.

Più recentemente il problema è stato ripreso da E. Peterson, J. G. Kreer e L. A. Ware per il caso degli oscillatori a battimenti, e da J. van der Mark e B. van der Pol per il caso di quelli a resistenza e capacità:

E. Peterson, J. G. Kreer a. L. A. Ware: Regeneration theory and experiment - Bell. S. T. J., 1934, XIII, p. 680; Proc. I. R. E., 1934, XXII, p. 1191.

J. van der Mark a. B. van der Pol: The production of sinusoidal oscillations with a time period determined by a relaxation time - Physica, 1934, I, p. 437; Philips Separaaten, n. 869.

(³) Una disposizione del genere è stata suggerita in: J. Everest: Phase shifting up to 360 degrees - Electronics, 1941, XIV (11), p. 46, ed è illustrata nella figura *a*. La resistenza R deve essere molto più grande della reattanza presentata dal condensatore C a tutte le frequenze di funzionamento. La V_c risulta allora approssimativamente ortogonale alla V_e. La sua ampiezza è però molto minore e variabile con la frequenza, ed è perciò necessario inserire, come è indicato nella figura, un amplificatore provvisto di regolazione automatica, in modo da mantenere costante la tensione di uscita.

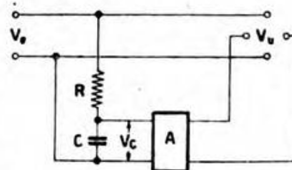


Fig. *a*. — Dispositivo suggerito da J. Everest per la conversione di un sistema monofase in uno polifase: A indica un amplificatore provvisto di regolazione automatica della tensione di uscita.

dipende cioè dai valori di R e di C, e dalla pulsazione di funzionamento ω. Si può però rendere la variazione di fase dipendente in modo univoco dal valore della resistenza R, facendo variare C in modo inversamente proporzionale a ω (4). Secondo questo concetto, il variatore deve possedere due comandi, l'uno destinato a mettere in assetto l'apparecchio in funzione della frequenza da generare, l'altro ad effettuare la regolazione di fase.

Una maggiore comodità di uso si può conseguire se per mettere in assetto il variatore si opera automaticamente, collegando il relativo comando a quello che, nell'oscillatore, determina il valore della frequenza generata. Il complesso dei due apparecchi funziona così come un apparecchio unico, nel quale la regolazione di frequenza e quella di fase appaiono, all'operatore, indipendenti fra loro.

2. - Principio di funzionamento di un oscillatore bifase a resistenza e capacità.

La soluzione testè indicata, sempre possibile in linea di principio, è tuttavia poco pratica nel caso degli oscillatori a battimenti, perchè il condensatore variabile dovrebbe presentare una legge di variazione la cui attuazione sarebbe assai difficile e spesso impossibile; appare in tal caso preferibile ricorrere alla soluzione descritta nel lavoro già citato (1).

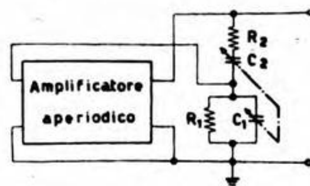


Fig. 2. — Esempio di oscillatore a resistenza e capacità.

Una condizione completamente diversa si presenta invece quando il generatore sia uno di quelli a resistenza e capacità, che permettono di ottenere tensioni praticamente sinusoidali (5). In questo tipo di oscillatori infatti, la frequenza della tensione generata è quella per la quale, in determinati organi variatori di fase, si produce uno spostamento di quest'ultima di valore costante. Il cambiamento della frequenza si ottiene appunto modificando l'assetto dei variatori

(4) È ovvio che le funzioni così assegnate alla resistenza ed al condensatore potrebbero venire scambiate fra loro.

(5) Si vedano, per lo studio di questo tipo di oscillatori, il lavoro: G. Francini: Oscillatore a resistenza e capacità - A. F., 1944, XIII, p. 5; e gli articoli ivi citati. Si consultino inoltre:

S. Cabot: Resistance tuning - Proc. I. R. E., 1934, XXII, p. 709.

M. Lattmann u. H. Salinger: Ueber Rückkopplungsschaltungen ohne Resonanzkreise - E. N. T., 1936, XIII, p. 133.

A. Klemt: R-C-Meßsender 100 Hz - 100 kHz - A. T. M., 1943, 144, p. T 72 (Z 42-5).

G. Willoner u. F. Tihelka: Ueber Phasenschiebergeneratoren - H. F. Techn. u. El. Ak., 1943, LXI, p. 48.

E. L. Ginzton a. L. M. Hollingsworth: Proc. I. R. E., 1941, XXIX, p. 43.

Dell'ultimo di questi si è avuta notizia soltanto attraverso un'ampia recensione apparsa in E. T. Z., 1942, LXIII, p. 97.

suddetti, ed è ovvio che basterebbe modificare in modo analogo l'assetto di un altro variatore, al quale fosse applicata la tensione di uscita, per ottenere una seconda tensione spostata, rispetto alla prima, di un angolo costante. Si intuisce inoltre la possibilità di modificare ad arbitrio il valore di tale angolo, pur mantenendolo indipendente dalla frequenza. Si consideri ad esempio il circuito indicato schematicamente in figura 2. La pulsazione di funzionamento è data, con le notazioni della figura, da:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}},$$

e, nel caso particolare che sia:

$$R_1 = R_2 = R, \quad C_1 = C_2 = C,$$

si ha:

$$\omega = \frac{1}{RC}.$$

La ω varia cioè in modo inversamente proporzionale alla capacità C di ciascuno dei due condensatori variabili, facenti parte dell'oscillatore. Se allora si collega con questo il variatore di fase della figura 1, e si vuole che la variazione da esso introdotta dipenda esclusivamente dal

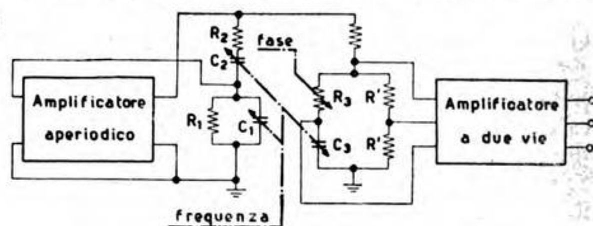


Fig. 3. — Schema di un generatore bifase a resistenza e capacità.

valore della resistenza R, basta, per quanto si è visto, far sì che il condensatore C subisca variazioni di capacità proporzionali a quelle subite da C_1 e C_2, e ciò si ottiene facilmente usando un condensatore variabile triplo. Si giunge così alla disposizione indicata nella figura 3.

Si deve osservare che il variatore permette di effettuare la regolazione in un intervallo un po' minore di 180°. Quando sia necessario effettuare la regolazione in un intervallo più ampio, si possono inserire due o più variatori in cascata, separati da tubi amplificatori, oppure aggiungere un regolatore che permetta di effettuare regolazioni a scatti. Ciò si ottiene approfittando del fatto che nell'oscillatore stesso sono disponibili due tensioni (e precisamente quelle che si manifestano ai capi di R_2 e di C_2) uguali in ampiezza e spostate fra loro di 90°. Il variatore di cui si è parlato precedentemente, permette poi di effettuare una regolazione continua entro questi intervalli parziali.

È ovviamente necessario, che le tre capacità variabili utilizzate presentino una legge di variazione rigorosamente proporzionale. Può accadere che, anche se i tre condensatori usati sono perfettamente uguali, le capacità parassite del circuito introducano deviazioni dalla legge prevista, che sono tanto più sentite quanto più piccola è la capacità dei condensatori variabili. Conviene pertanto che questi abbiano la massima capacità possibile, e ciò, oltre a rendere trascurabile l'effetto delle capacità parassite, permette di utilizzare, a parità di frequenza, circuiti aventi impedenza più bassa, e quindi meno sensibili ai disturbi.

3. - Risultati sperimentali.

Allo scopo di avere un'idea della maggiore o minore approssimazione con la quale è possibile attuare praticamente un dispositivo funzionante secondo i principi esposti, si è costruito un generatore sperimentale, secondo lo schema già indicato nella figura 3.

Nel diagramma della figura 4 è indicato l'andamento della differenza di fase tra le due tensioni di uscita, in funzione della frequenza e per vari valori della resistenza R. Come si vede, l'angolo di fase è praticamente indipendente dalla frequenza nella gamma compresa tra 60 Hz e 300 Hz circa. Al di sopra di questa frequenza si nota una divergenza dall'andamento ideale, imputabile all'influenza delle capacità parassite che, come si è già osservato, è tanto più sentita quanto minore è la capacità dei tre condensatori variabili. Le singole gamme di frequenza entro le quali il dispositivo può funzionare correttamente hanno pertanto valori estremi nel rapporto 1 : 5 circa. Si ritiene che con l'uso di condensatori variabili di maggior capacità di quelli dei quali si disponeva, si possa ottenere un rapporto, per ogni gamma, di circa 1 : 8, coprendo così l'intervallo acustico con tre sole gamme.

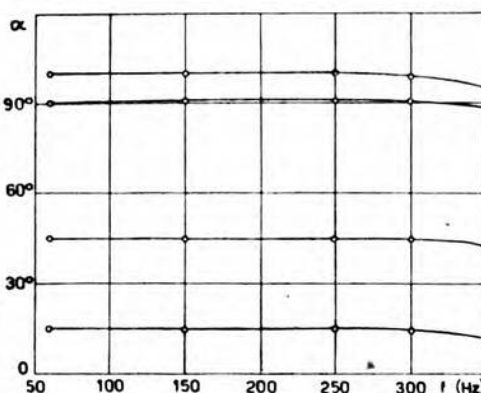


Fig. 4. — Andamento, in funzione della frequenza, della differenza di fase fra le tensioni di uscita di un generatore bifase sperimentale, per diverse posizioni del comando di fase.

Naturalmente il cambiamento di gamma ottenuto con la variazione delle resistenze R_1 e R_2, implica la necessità di modificare proporzionalmente i valori assunti da R_3. Ciò può ottenersi, sia con l'uso di un reostato separato per ogni gamma, sia con l'uso di un unico reostato, che

presenti ad esempio una variazione esponenziale, sul cui quadrante si traccia una scala separata per ogni gamma.

Il fattore di distorsione della tensione generata dall'apparecchiatura descritta non supera il 2 %. Si osservi che l'ottenimento di una buona purezza d'onda è essenziale in un apparecchio del tipo qui descritto, destinato generalmente all'effettuazione di misure di angoli di fase. È noto infatti che la precisione con cui si può effettuare in modo semplice la verifica dell'uguaglianza di fase tra due tensioni dipende fortemente dalla purezza di queste.

4. - Confronto fra gli oscillatori bifasi a battimenti e quelli a resistenza e capacità.

In linea generale si può affermare che i pregi ed i difetti dei due tipi di oscillatori bifasi sono gli stessi dei corrispondenti monofasi.

Si possono ricordare, in favore di quelli a battimenti, la possibilità di ricoprire in un'unica gamma un vastissimo intervallo di frequenza, di eseguire una modulazione di frequenza (ululo) con caratteristiche predeterminate ed indipendenti dalla frequenza, e di ottenere una notevolissima purezza d'onda. In favore degli oscillatori a resistenza e capacità si devono invece porre la maggiore stabilità di frequenza, particolarmente alle frequenze più basse, e la maggiore semplicità di costruzione.

Nel caso specifico degli oscillatori bifasi bisogna ricordare, come ulteriore pregio del tipo a battimenti, che la differenza di fase esistente tra le due tensioni di uscita è variabile con continuità entro un intervallo qualunque, anche illimitato. È inoltre più facile, in questo tipo di apparecchi, escludere che circostanze accessorie disturbino la completa indipendenza delle regolazioni di fase e di frequenza. Quando tuttavia queste particolarità non rivestano importanza, il tipo a resistenza e capacità può permettere di conseguire lo scopo voluto con un'apparecchiatura molto meno costosa ed ingombrante.

5. - Conclusione.

Si pensa che la possibilità qui mostrata, di costruire oscillatori a resistenza e capacità atti a generare due tensioni isofrequenziali, la cui differenza di fase sia regolabile ad arbitrio in modo indipendente dalla frequenza, meriti una certa attenzione. Infatti alcune limitazioni che tali apparecchi presentano rispetto ad altri descritti in un lavoro precedente, e fondati sul principio dei battimenti, sono compensate, in molte applicazioni, dalla maggiore semplicità di costruzione e dalla maggiore stabilità di frequenza.

Lo scrivente è vivamente grato al prof. M. Boella per il suo cortese interessamento.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

LA SCHERMATURA CONTRO CAMPI MAGNETICI APPLICATA AI TRASFORMATORI TELEFONICI

PIERO NUCCI

Si esaminano i due aspetti, sostanzialmente diversi, della schermatura contro campi magnetici costanti e contro campi periodicamente variabili. Si riassumono le rispettive teorie, mostrando come il secondo tipo di effetto schermante si modifichi secondo la frequenza e secondo che lo schermo sia costituito o no da materiale ferromagnetico. Pur essendo impostato in maniera generale, il problema si studia con particolare riferimento alla schermatura contro disturbi dei trasformatori d'ingresso degli amplificatori a bassa frequenza.

Si dimostra l'indipendenza dell'effetto dalla forma (ed entro certi limiti anche dalle dimensioni assolute) dello schermo; si fa vedere come l'effetto magnetostatico aumenti quasi linearmente con la permeabilità relativa del metallo e, per schermi geometricamente sottili, con lo spessore relativo; e come cresca poi quasi esponenzialmente col numero degli schermi, sicchè per ottenere risultati cospicui è necessario ricorrere a schermi multipli. La dipendenza dell'effetto elettromagnetico dai parametri geometrici ed elettromagnetici è più complicata. S'introduce un parametro privo di dimensioni fisiche, $p = d/d_0$, che esprime il rapporto tra spessore geometrico e penetrazione o « spessore elettromagnetico »; quando esso è notevolmente minore di 1 (schermi elettromagneticamente sottili) l'effetto schermante è proporzionale al quadrato di p e all'inverso dello spessore relativo, mentre per p sensibilmente maggiore di 1 la legge di variazione di esso è del tipo esponenziale in p.

Si descrivono poi le prove di efficienza di schermatura eseguite su vari tipi di schermi semplici e multipli, nelle quali è stato fatto riferimento essenzialmente ai campi dispersi dovuti alle apparecchiature di alimentazione a frequenza industriale. Dal confronto dei risultati sperimentali con le previsioni teoriche si deduce che quelli ottenuti su schermi di ferro scartano sensibilmente (in meno), pur mantenendo l'andamento qualitativo; ciò si attribuisce all'incertezza del valore iniziale della permeabilità relativa e alla sua riduzione col crescere della frequenza. Tale riduzione a una certa frequenza rende così poco efficienti gli schermi di metallo ferromagnetico da far loro preferire quelli di rame, nei quali ha peso la maggiore conduttività.

Sono dati infine i coefficienti coi quali bisogna correggere le formule teoriche, affinchè sia possibile eseguire, in sede di progetto, con approssimazione sufficiente ai bisogni della pratica, il calcolo dell'attenuazione che il sistema progettato presenterà alle diverse frequenze. In appendice sono trattate col necessario rigore le teorie della schermatura magnetostatica e di quella elettromagnetica per schermi cilindrici e sferici, semplici e multipli.

Introduzione.

La presente memoria è relativa a una ricerca teorica e sperimentale sulla schermatura dei trasformatori telefonici. Tuttavia le leggi fisiche cui obbediscono gli schermi, le considerazioni di carattere teorico e pratico sull'argomento e la massima parte degli stessi criteri conclusivi di progettazione degli schermi stessi valgono pure, data la generalità della trattazione, per tutti gli schermi intesi a difendere una certa regione dello spazio da campi magnetici costanti o periodicamente variabili (per esempio, schermatura di galvanometri, di tubi a raggi catodici, e così via).

La ricerca sugli effetti delle perturbazioni dovute a campi magnetici costanti o periodici e sulla maniera tecnicamente e industrialmente più conveniente di difendersene, intrapresa e compiuta nei laboratori della S.A.F.A.R., rappresenta, per quanto ci è noto, l'unico, se pur modesto, contributo italiano di tal genere alla conoscenza dell'argomento.

Si è stati indotti a procedere a tale indagine in base alle considerazioni che seguono. In un amplificatore a bassa frequenza tutti gli avvolgimenti hanno attitudine a captare i campi elettromagnetici presenti nella regione dello spazio occupata dall'amplificatore stesso, divenendo ciascuno di essi una sorgente di forza elettromotrice indotta perturbatrice; nei primi stadi queste forze elettromotrici possono anche avere un ordine di grandezza prossimo a quello del segnale utile e vengono amplificate insieme con questo successivamente dai singoli stadi, giungendo così fino all'uscita; nasce pertanto la necessità di ridurre al minimo l'effetto dei campi perturbanti.

In linea generale i campi elettromagnetici contro i quali è più difficile difendersi sono quelli a frequenza acustica e infracustica, perchè alle frequenze radio l'efficienza degli schermi è assai maggiore, come si vedrà, e quindi tecnicamente non esiste il problema della razionale progettazione degli schermi in quanto lo spessore che ad essi si assegna per ragioni meccaniche è già largamente esuberante per la funzione elettrica. In questi casi, dopo aver scelto un materiale ad alta conduttività, l'unica cura che bisogna avere è di dare allo schermo dimensioni sufficientemente ampie in modo che non sia eccessiva la reazione di esso sui valori delle grandezze elettriche degli organi (bobine) in esso racchiusi.

I campi più temibili perchè più difficili da schermare sono quelli alla frequenza di alimentazione (42 o 50 Hz e, per alcune apparecchiature della Marina da guerra, anche 500 Hz), sia per la bassa efficienza degli

schermi a quelle frequenze, sia per l'elevata intensità dei campi, spesso creati nella immediata vicinanza dell'amplificatore, e quindi in condizioni tali che diventa assai efficiente il nocivo accoppiamento elettromagnetico fra il ferro dei trasformatori di alimentazione e dei reattori di livellamento della corrente pulsante di alimentazione e il nucleo dei trasformatori a frequenza acustica; a questo fatto soltanto in parte fa riscontro la minore efficienza dell'amplificatore e la bassa sensibilità dell'orecchio umano alle frequenze industriali, sensibilità che diviene già migliore nei riguardi delle armoniche di esse. Particolarmente insidiosa inoltre appare la frequenza di alimentazione di 500 Hz e la sua seconda armonica, che cadono proprio nella zona di massima sensibilità dell'orecchio. Nella gamma di frequenza compresa fra 42 e 500 Hz, pertanto, verte essenzialmente il presente studio.

Il problema della schermatura dei trasformatori telefonici contro disturbi dovuti a campi magnetici ed elettromagnetici costanti o periodicamente variabili (1) va impostato come segue.

I trasformatori per i quali è minimo il rapporto tra segnale e disturbo sono quelli d'ingresso degli amplificatori; date le caratteristiche dei trasformatori e nota l'intensità dei campi disturbatori cui quelli possono verosimilmente esser soggetti, occorre misurare la tensione di disturbo che questi inducono negli avvolgimenti dei trasformatori stessi; confrontare questa tensione con la più bassa tensione di segnale per cui l'amplificatore è progettato; e ridurre infine la tensione di disturbo a un ragionevole livello (per esempio 40 decibel) sotto la tensione di segnale, sia con la schermatura, sia con il distanziamento delle sorgenti di disturbo, sia con l'orientamento reciproco più opportuno dei trasformatori disturbante e disturbato.

Come sorgente di disturbo si considererà essenzialmente il campo disperso dei trasformatori di alimentazione e dei reattori di livellamento a ferro, intendendosi qui per campo disperso quello le cui linee, anzichè nel ferro, si chiudono nell'aria.

L'attitudine dei trasformatori, disturbante e disturbato, ad accoppiarsi fra loro, dipende dai coefficienti di dispersione di entrambi, che normalmente per nuclei a mantello sono assai piccoli (qualche unità per mille), e quindi da tutte le caratteristiche geometriche del ferro e degli avvolgimenti e in primo luogo dai traferri, dalle caratteristiche magnetiche ed elettriche e dalle eventuali dissimmetrie. Se il nucleo è perfettamente toroidale e l'avvolgimento è simmetricamente disposto

(1) Il problema di progettare schermi elettrostatici non ha luogo di essere perchè qualunque involucro conduttore chiuso (o quasi) funziona da perfetto schermo elettrostatico. Concettualmente, uno schermo cilindrico coassiale con la bobina da schermare può essere sostituito, per ciò che riguarda la schermatura dai campi elettromagnetici variabili, da un sistema di anelli conduttori vicinissimi, anche isolati fra loro; e per ciò che riguarda la schermatura dai campi elettrostatici permanenti e variabili, da un sistema di conduttori rettilinei vicinissimi, disposti secondo le generatrici e collegati tra loro in un solo punto connesso con la terra.

su di esso, come ad esempio nelle bobine Pupin, nei traslatori toroidali e così via, il campo disperso è nullo e quindi pure nulla è l'attitudine a captare flussi disturbanti esterni. L'opposto caso limite si riscontra in una bobina rettilinea avvolta in aria, o anche con nucleo aperto. D'altra parte, a parità di campo disturbante concatenato e di numero di spire, l'induzione — e quindi la f. e. m. indotta nella bobina — è assai maggiore nel caso di presenza del nucleo chiuso di materiale ferromagnetico, in ragione della elevata permeabilità di questo; e la forza elettromotrice cresce poi col numero delle spire.

I trasformatori sono stati considerati nel loro funzionamento a vuoto; ciò è giustificato dai risultati di prove preliminari effettuate, secondo le quali, come era da attendersi in base a considerazioni teoriche, il campo disperso del trasformatore disturbatore non varia praticamente nel passaggio da vuoto a pieno carico, e parimente la tensione indotta sul trasformatore disturbato non varia chiudendo questo sui suoi carichi.

1. - Generalità.

Il problema della schermatura da un campo magnetico perturbante si presenta in modo diverso secondo che il campo sia costante o variabile e, nel secondo caso, secondo la frequenza di esso.

a) Il campo sia costante ovvero alternato a frequenza molto bassa (industriale), e la permeabilità relativa dello schermo sia alta (100 ÷ 10000); in tal caso è esclusivo o rispettivamente preminente l'effetto magnetostatico dello schermo, cioè l'effetto di derivatore magnetico dovuto all'addensarsi delle linee di forza magnetica nello spessore dello schermo assieme col loro diradarsi fuori di esso; tale effetto si verifica soltanto nei materiali ferromagnetici.

b) La frequenza sia più elevata per cui, oltre all'effetto precedente (limitatamente ai metalli ad alta permeabilità) si abbia nello spessore dello schermo una vera e propria attenuazione (dissipazione di potenza) dovuta alle correnti in esso indotte dal campo variabile.

c) La frequenza sia molto elevata; allora, accanto all'attenuazione, tuttavia presente, assume importanza sempre crescente, soprattutto nei metalli non magnetici, la rotazione di fase o riflessione; si può considerare questa anche come dovuta alle brusche discontinuità delle impedenze offerte rispettivamente dal materiale schermante e dall'aria alle onde elettromagnetiche (13) (18) [2]. Le discontinuità si verificano su ciascuna delle due superfici dello schermo. Le dette riflessioni non implicano dissipazione di energia, ma concorrono a ridurre l'intensità del campo trasmesso.

Il primo effetto schermante, magnetostatico, è indipendente dalla

---

[2] Numeri come i precedenti, tra parentesi tonde, si riferiscono alla bibliografia, riportata alla fine dell'articolo.

frequenza e cresce pressochè linearmente con la permeabilità effettiva (3) e con il rapporto tra lo spessore e il raggio dello schermo. Naturalmente questo effetto si verifica soltanto in metalli magnetici e se il circuito magnetico risulta chiuso (schermo sferico o schermo cilindrico con l'asse ortogonale al campo). Al crescere della frequenza, però, si riduce la permeabilità effettiva e quindi anche questo effetto.

Il secondo e il terzo effetto, attenuazione e riflessione, sono due diversi aspetti dello stesso fenomeno e crescono con la frequenza, con la conduttività effettiva, e, entro certi limiti di frequenza, con la permeabilità e con lo spessore dello schermo.

In presenza di un campo alternante si modificano però le costanti dello schermo; la resistività è accresciuta di un'aliquota dovuta alle perdite d'isteresi; la permeabilità effettiva dei materiali magnetici, oltre a dipendere dall'intensità del campo applicato, viene ridotta per le correnti indotte dovute al campo tangenziale, con riduzione sia dell'effetto magnetostatico, sia di quello elettromagnetico. Infatti, nelle regioni dello schermo tangenziali al campo, le linee della corrente da questo indotte nello spessore della parete dello schermo stesso (in un piano ortogonale a questa), creando un campo opposto a quello primitivo, indeboliscono il campo risultante, che penetra tangenzialmente nello spessore stesso, con conseguente apparente riduzione della permeabilità e con riduzione, quindi, dell'effetto di derivatore magnetico. Si verifica così un effetto pellicolare magnetico, cioè un indebolimento del campo col procedere dalla superficie verso il centro del metallo, perfettamente analogo, nelle cause e nel risultato, all'effetto pellicolare elettrico, cioè al diradamento delle linee di corrente verso il centro del conduttore. Al crescere della frequenza questo effetto dannoso diviene sempre più sentito e incide anche sull'attenuazione elettromagnetica del campo trasmesso (effetto schermante elettromagnetico); d'altra parte però, con l'aumento della frequenza, l'effetto elettromagnetico diviene sempre più forte per la creazione di una forza contromagnetomotrice dovuta alle correnti indotte nelle zone dello schermo normali al campo; e così la schermatura magnetostatica si converte gradualmente in schermatura elettromagnetica, meno rapidamente tuttavia di quel che avverrebbe senza l'apparente riduzione di permeabilità accennata sopra. Tale riduzione a una certa frequenza (alla quale l'effetto magnetostatico praticamente è già trascurabile) diviene così importante da annullare la convenienza di adottare materiale ad alta permeabilità statica, al quale si preferisce allora materiale ad elevata conducibilità.

Si ha una riduzione delle dannose correnti tangenziali, senza diminu-

---

(3) S'intende qui con permeabilità effettiva indicare il valore che la grandezza assume in un campo alternativo e che è minore del valore relativo a campi statici grazie al ridursi della sezione utile a causa dell'effetto di pelle magnetico. Alcuni si servono della locuzione « permeabilità apparente ». In modo analogo, più avanti, si adopera la dicitura « conduttività effettiva ».

zione di quelle utili ortogonali, se si costituiscono le pareti dello schermo parallele al campo con sottili strati isolati; anche in questa direzione non si può tuttavia spingersi troppo, altrimenti, riducendosi il coefficiente di riempimento (cioè la sezione effettiva di ferro) a causa del maggior numero di strati isolanti, aumenta l'induzione e con essa crescono le perdite in corrente alternata, mentre a tale aumento fa riscontro generalmente una riduzione della permeabilità.

Se il campo è dovuto a una bobina racchiusa nello schermo, le correnti indotte nelle pareti ortogonali al campo stesso, creando un campo opposto, hanno poi, oltre l'effetto desiderato di schermo, quello non desiderato di reazione sulle costanti elettriche della bobina, nel senso di ridurne l'autoinduzione e aumentarne la resistenza efficace in corrente alternata. Si noti subito però che questi ultimi due effetti sono inversamente proporzionali rispettivamente alle potenze terza e quarta del raggio dello schermo, e divengono quindi rapidamente insignificanti col crescere delle dimensioni dello schermo stesso. Essi crescono poi con la frequenza e con la permeabilità effettiva dello schermo.

Ovviamente con campi magnetici costanti l'aumento di resistenza della bobina non si presenta, mentre la variazione di autoinduzione della bobina ha segno opposto a quello del caso precedente, a causa della via di maggiore permeabilità offerta al flusso disperso della bobina dallo schermo di materiale ferromagnetico (10).

Introducendo il concetto di effetto schermante, inteso come modulo del rapporto tra il campo in assenza dello schermo e il campo in presenza dello stesso [rapporto maggiore di uno e privo di dimensioni fisiche, che si indicherà con il simbolo $1/S$ (4)], e partendo da uno schermo cilindrico indefinitamente lungo e da una sfera che contengano la sorgente generatrice del campo da schermare (per esempio una bobina o una coppia di fili percorsi da corrente), si giunge sia per gli schermi magnetostatici, sia per quelli elettromagnetici, a calcolare $1/S$ con formole che risultano poco diverse per il cilindro e per la sfera, differendo solo per coefficienti numerici il cui rapporto non è troppo lontano dall'unità (l'effetto schermante magnetostatico della sfera è circa 4/3, ossia 2,5 decibel, di quello del cilindro e l'effetto elettromagnetico è circa 2/3, ossia —3,5 decibel; si vedano le formole [12] e [12'] nell'appendice e [50_1] e [$51'_1$] più avanti).

Constatando quanto precede nonostante la sfera e il cilindro indefinito siano forme così diverse, si deduce che la forma dello schermo non

(4) Nel seguito si esprime sovente l'efficienza di uno schermo in decibel $\left(20 \log_{10} \frac{1}{S}\right)$ o in neper $\left(\log_e \frac{1}{S}\right)$; si ammette così che l'impedenza si possa considerare costante (si veda appresso), e quindi che ai rapporti di potenze si possano sostituire rapporti di campi. Nel caso che i campi non siano paralleli, si indicherà con $\frac{1}{|S|}$ l'efficienza di schermatura; la fase non presenta interesse tecnico.

ha grande influenza sull'effetto schermante e che, a parte la fase, la presenza dello schermo non introduce un'apprezzabile deformazione del campo, sicchè è giustificato caratterizzare l'efficienza dello schermo con un parametro numerico costante in ogni punto dello spazio; ciò che equivale ad ammettere che la superficie dello schermo sia equipotenziale (appendice II). Prove sperimentali hanno dimostrato poi che un cilindro finito aperto non si comporta sostanzialmente in modo diverso da uno infinitamente lungo, purchè il primo si prolunghi assialmente da ambo i lati per una lunghezza non minore del diametro. Volendo attuare invece uno schermo più corto, conviene chiuderne le estremità: l'effetto di tale chiusura sfugge tuttavia a una agevole e rigorosa valutazione di calcolo.

Nel presente lavoro si adottano i concetti, le unità e le notazioni del Giorgi. In particolare si indicano con:

H, **E**, i campi magnetico ed elettrico (Asp/m e V/m);

ε, μ, la costante dielettrica e la permeabilità dei corpi (rispettivamente F/m e H/m); e con ε_0, μ_0 i particolari valori che queste grandezze assumono nello spazio vuoto ($\varepsilon_0 = 8{,}854 \cdot 10^{-12}$ F/m, $\mu_0 = 1{,}257 \cdot 10^{-6}$ H/m);

g, la conduttività specifica (S/m);

B, l'induzione magnetica (Wb/m² oppure V · s/m²);

σ, **J**, la densità superficiale di magnetismo e l'intensità di magnetizzazione (Wb/m²);

ρ, la densità volumetrica di massa magnetica (Wb/m³);

Φ, m, il flusso e la massa magnetica (Wb);

M, il momento magnetico (o elettromagnetico) (Wb · m);

$\gamma = \alpha + j\beta$, la costante esponenziale di propagazione e le sue componenti α attenuazione (neper/m) e β rotazione (rad/m);

$\lambda = 2\,\pi/\beta$, la lunghezza d'onda (m).

2. - Schermatura magnetostatica.

Si esamina l'effetto magnetostatico per schermi singoli e multipli di sostanza ferromagnetica, di forma cilindrica (disposti con l'asse normale al campo) o di forma sferica (1) (19) (24) (25). Poichè in questi casi il circuito magnetico è chiuso nello schermo, si manifesta l'effetto magnetostatico; esso sussiste da solo per i campi magnetici permanenti ed è prevalente per i campi alternati a bassa frequenza.

L'effetto magnetostatico si calcola considerando uno o più schermi cavi concentrici, assoggettati a un campo esterno permanente e uniforme in una regione dello spazio abbastanza grande per non subire praticamente variazioni per l'introduzione nel suo seno del ferro dello schermo; prescindendo dall'isteresi e dall'eventuale magnetismo residuo, e valutando i campi indotti dovuti alle masse magnetiche superficiali localizzate su ogni superficie di separazione ferro-aria dal campo perturbante,

con considerazioni di continuità attraverso ciascuna superficie della componente normale dell'induzione $\mathbf{B}_n$ e della componente tangenziale del campo $\mathbf{H}_t$. Dato che, per le ipotesi poste, le masse indotte sono tutte superficiali, è possibile e torna comodo di far uso del potenziale di campo (che ha le dimensioni della forza magnetomotrice e si misura quindi in ampere o amperspire).

Si giunge così per schermi singoli a formole assai semplici [12] [12'] [5] che dànno il rapporto tra il modulo del campo in assenza dello schermo e il modulo del campo regnante nello stesso posto all'interno dello schermo dopo la sua introduzione, in funzione della permeabilità relativa del materiale e dello spessore relativo (rapporto tra lo spessore d e il raggio esterno R):

$$[12'] \quad \text{(cilindro)} \quad \frac{1}{S_1} = 1 + \frac{1}{4}\frac{\mu}{\mu_0}\left[1 - \left(\frac{r_1}{R_1}\right)^2\right] \simeq 1 + \frac{1}{2}\frac{\mu}{\mu_0}\frac{d}{R_1}$$

$$[12] \quad \text{(sfera)} \quad \frac{1}{S_1} = 1 + \frac{2}{9}\frac{\mu}{\mu_0}\left[1 - \left(\frac{r_1}{R_1}\right)^3\right] \simeq 1 + \frac{2}{3}\frac{\mu}{\mu_0}\frac{d}{R_1}$$

$$(\mu \gg \mu_0 \, , \; d \ll R_1).$$

In entrambe sono indicati con r_1 e R_1 i raggi interno ed esterno rispettivamente e con d lo spessore.

Dalle formole risulta che l'effetto schermante cresce linearmente con la permeabilità relativa del materiale costituente lo schermo, e approssimativamente, per schermi geometricamente sottili, con lo spessore relativo; in sede di progetto dello schermo conviene perciò fissare uno spessore entro certi limiti elevato e, a differenza del caso della schermatura elettromagnetica per più alte frequenze (si veda in sèguito), un piccolo raggio; e soprattutto fare in modo da ottenere una elevata permeabilità effettiva. Nella figura 1 che, al pari della 5, si riporta da un articolo del Kaden (6), col consenso cortese dell'autore, si vede l'effetto schermante magnetostatico in neper (ordinate) espresso in funzione della permeabilità relativa (ascisse) e dello spessore relativo.

In ogni modo, le dimensioni assolute trovano presto un limite superiore in considerazioni d'ingombro e di peso, mentre il limite inferiore è dato dalle dimensioni degli organi da racchiudere e da schermare. In particolare è da considerare che, ove questi siano trasformatori o bobine con nucleo di ferro, eventualmente foggiato a mantello senza traferro, questo nucleo, mentre riduce l'attitudine della bobina a captare flussi disturbanti esterni, riduce peraltro anche l'efficienza dello schermo in quanto tende a raccogliere in sè le linee di campo, distogliendole dallo schermo. Il Gustafson (19) riporta i risultati di esperienze, secondo le quali la presenza di un nucleo di permalloi riduce di 10 decibel l'efficienza dello schermo, pure di permalloi, quasi uniformemente su tutta la

[5] I numeri delle formule sono gli stessi di quelli dell'appendice: quelli senza apice si riferiscono alla sfera, quelli contraddistinti con l'apice al cilindro.

gamma fra 0 e 4 kHz. Effetto ancor peggiore si otterrebbe dalla presenza del nucleo se, essendo questo di permalloi, venisse racchiuso in uno schermo di ferro dolce. Secondo altre esperienze l'influenza della distanza fra schermo e nucleo a 60 Hz diviene abbastanza piccola non appena superi qualche millimetro.

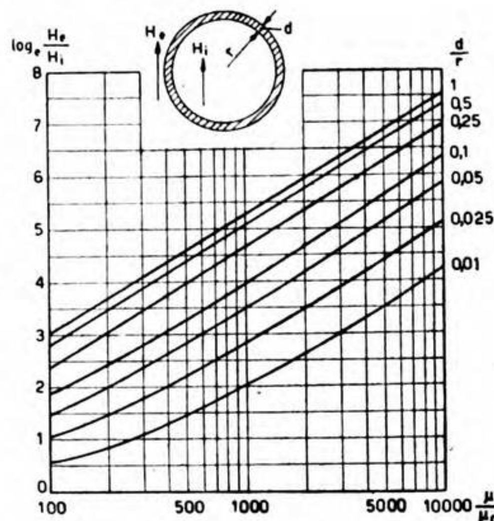


Fig. 1. — Attenuazione magnetostatica (calcolata) di una sfera di metallo ferromagnetico immersa in un campo costante.

A sua volta, l'aumento dello spessore dello schermo oltre certi limiti, mentre conduce a un aumento di peso, presenta vantaggio sempre minore a mano a mano che lo spessore cresce; pertanto fissata la frequenza e stabilito il materiale, non è praticamente possibile con un solo schermo superare un certo limite di efficienza; volendo ottenere schermature più efficaci a parità di metallo adoperato conviene suddividere questo in schermi multipli più sottili, distanziati opportunamente.

Le formole per il calcolo dell'effetto schermante di schermi multipli cilindrici coassiali, o sferici concentrici, ricordano quelle per schermi singoli ma sono assai più complicate (si vedano in appendice dalla [16] alla [17_3] e dalla [16'] alla [$17'_3$]). L'effetto schermante è ancora funzione crescente della permeabilità relativa e dello spessore relativo e, di più, anche dell'intervallo fra gli schermi.

Tuttavia la spaziatura non è critica e fissato, ad esempio, lo spessore globale di uno schermo doppio, restando questo costante, il Gustafson calcola (19) che l'effetto schermante a frequenza nulla è praticamente costante al variare dell'intervallo fra il 16 % e il 54 % dello spessore

globale, il resto venendo attribuito ai due schermi in parti eguali; si ha cioè un'apprezzabile riduzione dell'effetto schermante soltanto se si riduce lo spessore di ciascuno al disotto del 23 % del totale ovvero se lo si aumenta al di sopra del 42 %, tendendo così a realizzare uno schermo unico. Il calcolo è stato condotto per materiale ad alta permeabilità relativa (5000) e per spessori varianti fra 1 e 25 mm.

Le formole per due o tre schermi concentrici diventano maneggevoli se, accontentandosi di valori approssimati, si ammette inoltre che la permeabilità relativa dei vari schermi sia eguale per tutti e assai maggiore dell'unità; che lo spessore relativo degli schermi sia piccolo ed eguale per tutti; e che lo spessore relativo dei due intervalli fra tre schermi sia pure eguale. In queste formole, che si dànno qui di sèguito per i due casi di schermi cilindrici e di schermi sferici, si sono indicati con r_1 e R_1, r_2 e R_2, r_3 e R_3 i raggi interni ed esterni dei tre schermi, ordinatamente dall'interno verso l'esterno; e con $1/S_1$, $1/S_2$, $1/S_3$, rispettivamente gli effetti schermanti di uno, di due o di tre schermi concentrici:

[12] (uno schermo sferico) $$\frac{1}{S_1} = 1 + \frac{2}{9}\frac{\mu}{\mu_0}\left[1 - \left(\frac{r_1}{R_1}\right)^3\right]$$

[17₂] (due schermi sferici) $$\frac{1}{S_2} \simeq \left(\frac{1}{S_1}\right)^2\left[1 - \left(\frac{R_1}{r_2}\right)^3\right]$$

[16₂] (tre schermi sferici) $$\frac{1}{S_3} \simeq \left(\frac{1}{S_1}\right)^3\left[1 - \left(\frac{R_1}{r_2}\right)^3\right]^2$$

[12'] (uno schermo cilindrico) $$\frac{1}{S_1} = 1 + \frac{1}{4}\frac{\mu}{\mu_0}\left[1 - \left(\frac{r_1}{R_1}\right)^2\right]$$

[17'₂] (due schermi cilindrici) $$\frac{1}{S_2} \simeq \left(\frac{1}{S_1}\right)^2\left[1 - \left(\frac{R_1}{r_2}\right)^2\right]$$

[16'₂] (tre schermi cilindrici) $$\frac{1}{S_3} \simeq \left(\frac{1}{S_1}\right)^3\left[1 - \left(\frac{R_1}{r_2}\right)^2\right]^2$$

$(\mu \gg \mu_0, \quad R \gg d)$.

Costruendo diagrammi in base a queste formole si vede che con schermi singoli si possono ottenere effetti schermanti apprezzabili soltanto con materiali ad alta permeabilità e con spessore relativo notevole ($d/R \simeq 0,1$ per il ferro dolce); ma anche, che oltre un certo valore di questo ($0,2 \div 0,3$ per il ferro dolce) l'attenuazione di schermatura non cresce più apprezzabilmente con lo spessore (fig. 1 e fig. 9).

Si vede pure che, per schermi doppi e tripli, l'effetto schermante magnetostatico varia col quadrato, rispettivamente col cubo, della permeabilità relativa; e che l'effetto schermante globale è dato dal prodotto degli effetti schermanti dei singoli schermi, diminuito tuttavia di una certa quantità che in prima approssimazione dipende soltanto

dallo spessore relativo degli intervalli (1), e la cui influenza diviene trascurabile oltre un certo valore di questo (0,2 per schermi doppi, 0,3 ÷ 0,4 per schermi tripli). L'effetto schermante del complesso coincide allora col prodotto degli effetti schermanti dei componenti. Se inversamente

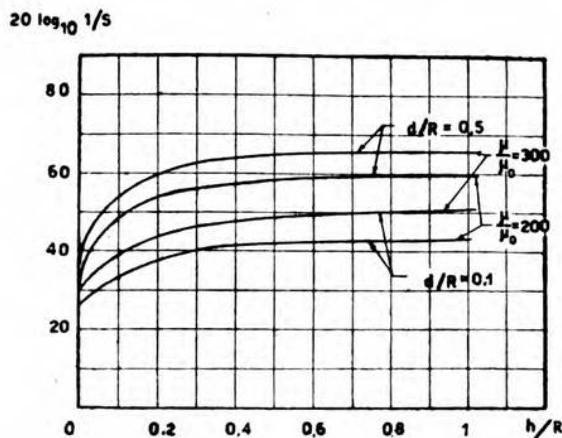


Fig. 2. — Attenuazione magnetostatica calcolata, espressa in coordinate logaritmiche per le ordinate, di due schermi sferici concentrici di eguale spessore relativo, in funzione dell'intervallo relativo fra i due schermi, per due diversi valori della permeabilità relativa e dello spessore relativo degli schermi. Si vede chiaramente che oltre 0,2 ÷ 0,25 la variazione dell'intervallo è praticamente senza effetto.

lo spessore dell'intervallo si riduce a zero, l'effetto schermante si riduce a quello di un solo schermo di spessore doppio o triplo rispettivamente.

Per la simmetria del procedimento di calcolo poi, si ammette (e le prove sperimentali di qualche autore l'hanno confermato) che l'effetto schermante sia lo stesso tanto se il campo disturbante è esterno, quanto se è invece interno, e cioè sia che lo schermo racchiuda il trasformatore disturbante, sia che racchiuda quello disturbato; ovvie considerazioni di ingombro e di riscaldamento conducono a preferire di schermare il trasformatore disturbato, che così risulta fra l'altro schermato anche contro tutti gli altri campi eventualmente presenti e non previsti. Sotto l'aspetto matematico, se si considera la schermatura dall'esterno bisogna ammettere al centro dello schermo un punto o rispettivamente una retta di singolarità, ove trovasi la bobina da schermare; questa è supposta di dimensioni trascurabili di fronte a quelle dello schermo e con l'asse diretto parallelamente al campo esterno.

Le figure 2 e 3 mostrano i valori calcolati dell'effetto schermante in funzione dell'intervallo relativo h/R, e per spessori relativi del ferro d/R costanti; il calcolo si riferisce a quattro casi con due diversi spessori



relativi (0,1 e 0,5) e con due diverse permeabilità relative (200 e 300); l'effetto schermante è espresso in decibel. Si vede che per schermi doppi non vale la pena di superare il valore di 1,3 per il rapporto $r_2/R_1 \simeq 1 + h/R$; mentre per schermi tripli l'ottimo sta fra 1,4 e 1,5.

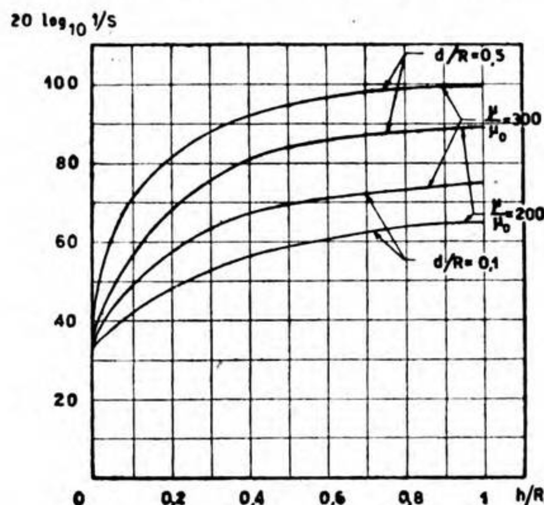


Fig. 3. — Attenuazione magnetostatica calcolata di tre schermi sferici concentrici di spessore relativo eguale e con due intervalli di valore relativo eguale. Anche qui si vede che oltre 0,4 l'ulteriore accrescimento dell'intervallo apporta vantaggio trascurabile.

Confrontando i risultati della trattazione relativa agli schermi cilindrici e di quella relativa agli schermi sferici si deduce (e la pratica lo conferma) che, specialmente per schermi sottili, la forma adottata ha un'influenza assai scarsa sull'effetto schermante; per schermi aventi le tre dimensioni pressochè eguali si possono usare le formule relative agli schermi sferici. Risulta altresì giustificato che il numero esprimente l'efficacia dello schermo sia considerato costante in tutto lo spazio, a partire da una certa distanza dallo schermo.

Tutte le considerazioni fin qui esposte relativamente a campi costanti valgono praticamente anche per campi alternati a bassa frequenza purchè gli schermi siano elettromagneticamente sottili [6]; infatti a 42 Hz, finchè gli schermi sono sottili e di sostanze ferromagnetiche si deve contare essenzialmente sull'effetto magnetostatico, perchè a quella frequenza

[6] Chiamiamo schermi elettromagneticamente sottili quelli il cui spessore sia inferiore alla penetrazione, perchè in essi, essendo $p < 1$ (si veda in sèguito), la distribuzione del campo in profondità è approssimativamente uniforme.

solamente per forti spessori o per altissime permeabilità entra in giuoco l'effetto elettromagnetico dovuto alle correnti indotte. Si calcola che per $\mu/\mu_0 = 250$ e $g = 10^7$ S/m (ferro dolce) e rispettivamente per $\mu/\mu_0 = 5000$ e $g = 1{,}7 \cdot 10^6$ S/m (permalloi) la profondità di penetrazione a 42 Hz (7) è 1,4 mm e 0,8 mm rispettivamente. Tali valori vanno in realtà un po' aumentati per tener conto della già accennata riduzione della permeabilità effettiva e della conduttività effettiva al crescere della frequenza.

Per fissare le idee sui valori e anche sui limiti dei domini di schermatura magnetostatica ed elettromagnetica si è calcolato con le formole [12'],[17'$_2$] e [16'$_2$] l'effetto schermante magnetostatico (espresso in decibel) di uno, due e tre cilindri concentrici, in funzione dello spessore relativo, nell'ipotesi semplificativa che i raggi stiano tutti fra loro in proporzione geometrica. I risultati sono visibili in figura 4.

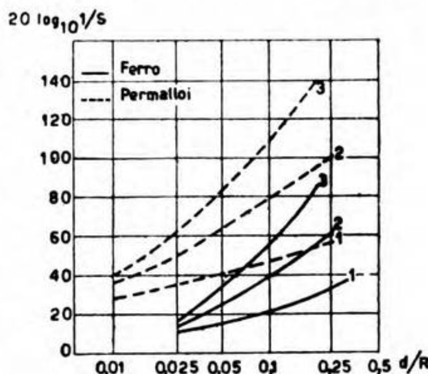


Fig. 4. — Attenuazioni magnetostatiche (calcolate) di uno, due o tre schermi cilindrici di ferro e di permalloi, in funzione dello spessore relativo.

Sono poi calcolate e raccolte in tabella le frequenze limiti al di sopra delle quali comincia a diventare preponderante l'effetto elettromagnetico, cioè al disopra delle quali i diagrammi della figura 4 perdono di validità; tali frequenze sono calcolate dal valore che l'ascissa p (f) assume subito sotto al ginocchio delle curve della figura 5 per valori dati di $\frac{\mu_0 r}{\mu d}$ (8).

A base del calcolo sono stati posti i dati seguenti: $r_1 = 30$ mm; $g = 10^7$ S/m e $\mu/\mu_0 = 250$ per il ferro dolce; per il permalloi invece $g = 1{,}7 \cdot 10^6$ S/m e $\mu/\mu_0 = 5000$; si suppone nulla l'influenza della frequenza su tali grandezze. Risulta $p = 1{,}4$ per il ferro e $p = 0{,}8$ per il permalloi. Si è trovato:

		Frequenza limite (Hz)	
d (mm)	*d*/*R*	(permalloi)	(ferro)
0,3	0,01	190	2200
0,75	0,025	31	350
1,5	0,05	7,5	86
3	0,1	—	22.

(7) Si veda più avanti e nell'appendice II.

(8) Per la definizione di p, funzione della frequenza, si veda poco più avanti, all'inizio del paragrafo seguente.

3. - Schermatura elettromagnetica.

Schelkunoff (13) (18) e Kaden (6) (10) hanno mostrato che, quando lo schermo è efficiente e geometricamente sottile, è determinante, nella distribuzione del campo nello spessore dello schermo e nella efficienza di questo, un parametro numerico:

$$p = \alpha d = d \sqrt{\pi \mu f g}\,,$$

che cresce, come si vede, con lo spessore, la permeabilità, la conduttività e la frequenza.

Nella teoria dell'effetto di pelle elettrico si dimostra che l'ampiezza di un'onda elettromagnetica propagantesi nel metallo subisce un'attenuazione esponenziale di valore αd; che la concomitante rotazione unitaria di fase β è eguale ad α; che quindi la costante di propagazione è $\gamma = \alpha + j\beta = (\,|\alpha\sqrt{2}\,|\,, 45^o)$. Si è convenuto di chiamare « profondità di penetrazione » o semplicemente « penetrazione » la profondità d_0 alla quale l'onda risulti ridotta a $1/e$ (e è la base dei logaritmi naturali), e in pari tempo spostata in fase di un radiante; in corrispondenza $p = \alpha d_0 = 1$.

Il valore che il parametro p assume caso per caso è un indice dell'uniformità della distribuzione di corrente nello spessore dello schermo, perchè essa vi è piuttosto uniforme per $p \ll 1$ (penetrazione maggiore dello spessore, schermo elettromagneticamente sottile) e vi è invece addensata ai bordi se $p \gg 1$ (schermo elettromagneticamente spesso); pertanto $p = d/d_0$ esprime lo « spessore elettromagnetico relativo ».

A titolo di esempio e per fissare le idee si sono calcolate per diversi metalli le frequenze per le quali la penetrazione è di 1 mm (cioè $\lambda = 6{,}28$ mm; se lo spessore è di 1 mm risulta pure $p = 1$): per il permalloi, per il ferro dolce, per il ferro-silicio e per il rame esse sono rispettivamente 29, 100, 400 e 4300 Hz (si veda la tabella B dell'appendice II).

Kaden (6), considerando uno schermo sferico geometricamente sottile nell'ipotesi che il raggio R_1 sia molto minore della lunghezza d'onda nell'aria (bassa frequenza) e $\varepsilon = 0$ anche nell'aria (regime quasi stazionario), integra le equazioni di Maxwell nei tre spazi (quello racchiuso dallo schermo, lo spessore del metallo, lo spazio esterno) e con le condizioni di continuità ai limiti della componente tangenziale di $\mathbf{H}$ e normale di $\mathbf{B}$, nonchè con le condizioni di uniformità del campo interno allo schermo e di annullamento del campo esterno all'infinito, giunge a una espressione di $1/|S|$ in funzione di p e di un altro parametro numerico $B = \dfrac{\mu_0}{\mu}\dfrac{R_1}{d}$; $1/|S|$ cresce con p e cresce pure con B, ma più lentamente.

Si riportano qui di sèguito le formole [50] e [51] valide per schermi sferici molto efficienti ($1/|S| \gg 1$) di materiale non ferromagnetico e ferromagnetico rispettivamente; nonchè la [51'] valida per schermi cilindrici parimenti molto efficienti, di materiale ferromagnetico e disposti

con l'asse parallelo al campo (9); in questo ultimo caso vi è nullo l'effetto magnetostatico (si veda l'appendice II):

[50] (sfera di materiale non magnetico)
$$\frac{1}{|S|^2} = \left(\frac{pR_1}{3d}\right)^2 (\cosh 2p - \cos 2p) + \frac{pR_1}{3d}(\operatorname{senh} 2p - \operatorname{sen} 2p) + \frac{1}{2}(\cosh 2p + \cos 2p)$$

[51] (sfera di materiale magnetico)
$$\frac{1}{|S|^2} = \left[\left(\frac{pB}{3}\right)^2 + \left(\frac{1}{3}\frac{1}{pB}\right)^2\right](\cosh 2p - \cos 2p) + \frac{pB}{3}(\operatorname{senh} 2p - \operatorname{sen} 2p) + \frac{1}{3}\frac{1}{pB}(\operatorname{senh} 2p + \operatorname{sen} 2p) + \frac{1}{2}(\cosh 2p + \cos 2p)$$

[51′] (cilindro di materiale magnetico)
$$\frac{1}{|S|^2} = \left(\frac{pB}{2}\right)^2 (\cosh 2p - \cos 2p) + \frac{pB}{2}(\operatorname{senh} 2p - \operatorname{sen} 2p) + \frac{1}{2}(\cosh 2p + \cos 2p) .$$

Occorre appena avvertire che, essendo complessa la costante di propagazione, $\gamma = \alpha + j\,\beta$, ove $\alpha = \beta$, i termini iperbolici si riferiscono alla sua parte reale contenendo $p = \alpha\, d$, mentre quelli di trigonometria circolare si riferiscono al coefficiente della parte immaginaria contenendo $p = \beta\, d$, che è numericamente eguale ad $\alpha\, d$; sicchè più chiaramente si scriverebbe: $\cosh 2\,\alpha\, d - \cos 2\,\beta\, d$, e così via.

Per un cilindro di sostanza non ferromagnetica, sempre diretto con l'asse parallelo al campo, vale la [50′] (si veda l'appendice II) che si ottiene dalla [51′] ponendovi $\mu = \mu_0$.

Queste formole ammettono semplificazioni nei due casi limiti in cui sia sensibilmente $p \ll 1$ o $p \gg 1$. Per $p \ll 1$ le [50] e [51′] relative a mancanza di effetto magnetostatico, sviluppate in serie secondo p, dànno luogo a due espressioni assai simili, lineari nello spessore, nel raggio, nella conduttività e nella frequenza (8):

$$[50_1] \qquad \frac{1}{|S|} \cong \sqrt{1 + \left(\frac{2}{3}\,\alpha^2\, dR\right)^2} = \frac{2}{3}\,\alpha^2\, dR_1 = \frac{2}{3}\,\pi\,\mu\, f\, g\, dR_1$$

$$[51'_1] \qquad \frac{1}{|S|} \cong \sqrt{1 + \left(\alpha^2\, dR_1\right)^2} = \alpha^2\, dR_1 = \pi\,\mu\, f\, g\, dR_1 \qquad \left(\begin{matrix} R_1 \gg d \\ f \ll 1 \end{matrix}\right).$$

La $[51'_1]$ vale pure per un cilindro di materiale non magnetico, trasversale all'asse, ponendovi $\mu = \mu_0$.

(9) Il caso di schermi cilindrici cavi con l'asse normale al campo dà luogo a una trattazione più complicata (5) (8); per $p \ll 1$ si giunge però nei due casi alla stessa formula $[51'_1]$.

Per $p \gg 1$ le [50], [51] e [51′] assumono forme molto simili:

[50_2] (sfera di materiale non magnetico)
$$\log_e \frac{1}{|S|} = p + \frac{1}{2} \log_e \frac{1}{2} \left[\left(\frac{p R_1}{3 d} \right)^2 + \frac{p R_1}{3 d} + \frac{1}{2} \right]$$

[51_2] (sfera di materiale magnetico)
$$\log_e \frac{1}{|S|} = p + \frac{1}{2} \log_e \frac{1}{2} \left[\left(\frac{1}{2} + \frac{p}{3} B \right)^2 + \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{3} \frac{1}{p B} \right)^2 \right]$$

[$51'_2$] (cilindro di materiale magnetico)
$$\log_e \frac{1}{|S|} = p + \frac{1}{2} \log_e \frac{1}{2} \left[\left(\frac{p R_1}{2 d} \right)^2 + \frac{p R_1}{2 d} + \frac{1}{2} \right]$$
$$(R_1 \gg d, \quad p \gg 1).$$

Le ultime formole sono del tipo:
$$\log_e (1/S) = A (p) = p + A^0 (p),$$
cui giunge anche lo Schelkunoff (si veda in sèguito e nell'appendice II).

Sia per $p \ll 1$, sia per $p \gg 1$, l'effetto schermante della sfera è 2/3 (ossia — 3,6 decibel) di quello del cilindro di pari raggio e spessore, con l'asse diretto come il campo ([50_1] e [$51'_1$]) per frequenze basse ma non troppo; per schermi elettricamente spessi i due effetti, magnetostatico ed elettromagnetico, si combinano (fig. 5) e, al crescere della frequenza, diviene sempre più importante il secondo. I termini in pB, crescenti con R e p e i termini in $1/(pB)$, decrescenti al crescere di R e p, si combinano dando luogo a un minimo di $1/|S|$ in funzione della frequenza per $pB = 1$, quando siano prefissati il raggio, la permeabilità relativa e la conduttività. Alle frequenze più alte e per schermi di grandi dimensioni i termini in $1/(pB)$ diventano trascurabili e allora l'andamento di $S(f)$ diviene analogo a quello che si ha per una sfera di materiale non ferromagnetico. Invece alle basse frequenze l'effetto schermante della sfera è praticamente costante fino a un certo punto; al diminuire della frequenza, cioè della p, i termini in pB tendono a zero e restano nella [51] soltanto gli ultimi due termini che al limite, per p tendente a zero, dànno:
$$\frac{1}{|S|^2} = 1 + \frac{4}{3} \frac{\mu}{\mu_0} \frac{d}{R_1},$$
che a sua volta al limite è eguale alla formola [12] già riportata sopra.

Poichè $1/|S|$ dipende da p e da B crescendo con entrambi, segue che alle frequenze maggiori l'effetto elettromagnetico è favorito da un incremento del raggio; il contrario avviene invece nella regione di schermatura magnetostatica, come abbiamo visto, e in quella di schermatura elettromagnetica alle frequenze inferiori alla frequenza discriminante (frequenza per la quale $pB = 1$).

L'esistenza di un fattore in $pB + 1/pB$ rende infatti l'effetto schermante minimo per $pB = 1$. Verificando, per esempio, uno schermo di ferro di permeabilità relativa 200, di conduttività $17 \cdot 10^6$ S/m e di

spessore 0,5 mm, p risulta eguale a 1,85 e dalla [51] si hanno a 1 kHz le seguenti attenuazioni al variare del raggio:

R (mm):	20	40	54	70	100
20 $\log_{10}$ $(1/S)$:	16,6	14,7	14,5	14,7	16,2;

per $R = 54$ risulta $pB = 1$ e si ha la minima attenuazione.

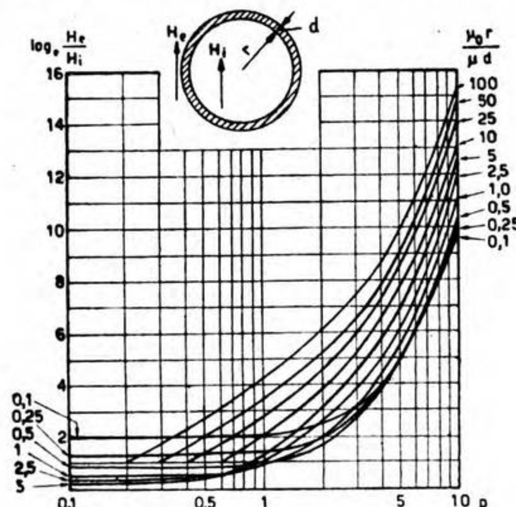


Fig. 5. — Diagramma calcolato dell'effetto schermante di uno schermo sferico di materiale ferromagnetico immerso in un campo alternativo, in funzione di p (e quindi della frequenza) e del prodotto della permeabilità relativa per lo spessore relativo. È nettamente individuabile, per ogni valore del parametro, una zona in cui l'effetto schermante è praticamente indipendente dalla frequenza (effetto magnetostatico prevalente) e una zona in cui invece esso cresce rapidamente con la frequenza (effetto elettromagnetico).

Inversamente, tenendo fermi lo spessore, la permeabilità relativa e la conduttività e facendo ancora variare il raggio come prima, si trova che correlativamente la frequenza per la quale $pB = 1$ varia come segue:

R (mm):	20	40	54	70	100
f (kHz):	1,64	1,16	1	0,88	0,73.

Per sfere di materiale non ferromagnetico cessa l'effetto magnetostatico e l'andamento delle curve $1/S = f(p)$ si prolunga con inclinazione pressochè uniforme fino all'origine. Tali schermi sono però efficaci soltanto a frequenze piuttosto elevate, perchè mentre negli schermi costituiti da materiale ferromagnetico la penetrazione è piccola anche alle basse frequenze, negli schermi di rame, ad esempio, occorre una frequenza piuttosto elevata per avere una bassa penetrazione, e quindi poter attuare schermi efficaci con spessori ragionevoli.

Anche per schermi cilindrici di materiale ferromagnetico manca l'effetto magnetostatico se l'asse è diretto secondo il campo.

Lo Schelkunoff a sua volta, partendo ancora dalle equazioni di Maxwell [nelle quali però a differenza del Kaden egli considera con maggiore generalità non nulla la costante dielettrica dell'aria (10)], calcola il valore dei campi **E** e **H** e introduce il concetto di impedenza radiale cilindrica e sferica (11), offerta dallo spazio vuoto e rispettivamente dallo schermo, alle onde elettromagnetiche cilindriche e sferiche, definendole come rapporto dei moduli $|\mathbf{E}|/|\mathbf{H}|$ nella direzione della propagazione; si hanno due impedenze, una Z^+ nel senso della propagazione, l'altra Z^- nel verso opposto, centripeto.

In un'onda cilindrica (qual'è quella emessa da un dipolo infinitamente lungo, ad esempio un doppino di conduttori), se il campo elettrico è diretto secondo l'asse z del cilindro, sia il campo elettrico stesso **E**, sia la componente tangenziale del campo magnetico $\mathbf{H}_\varphi$ dipendono dalla sola coordinata r diretta secondo il senso di propagazione; si può allora introdurre il concetto dell'impedenza offerta dal mezzo alla propagazione dell'onda cilindrica, definendola come rapporto tra il campo elettrico e il campo magnetico (tale rapporto ha infatti le dimensioni di un'impedenza), e assegnandole la direzione della propagazione e il verso centrifugo.

Analoga definizione può darsi dell'impedenza offerta al propagarsi dell'onda dal metallo dello schermo (nel quale però le onde cilindriche si identificano praticamente con onde piane); e si applicano formole semplificative per i due casi di lunghezza d'onda molto maggiore o rispettivamente molto minore del raggio. Nel campo delle frequenze che interessano (fino a 100 kHz) e tenuto conto della enorme differenza fra la lunghezza d'onda nel metallo e quella nell'aria (appendice II, tabelle A e B) vale nell'aria la formola relativa a lunghezze d'onda molto maggiori del raggio dello schermo e nel metallo la formola relativa a lunghezze d'onda molto minori del raggio stesso. Tali formole sono:

[26] in aria (grandi lunghezze d'onda): $Z_A = j\omega\, \mu_0\, r$;

(10) Porre nell'aria $\varepsilon = 0$ significa fisicamente trascurare le correnti di spostamento di fronte a quelle di conduzione.

(11) Nelle due citate memorie dello Schelkunoff (13) (18), e soprattutto nella seconda di esse, viene caldeggiata la massima estensione del concetto di impedenza che, già utilmente in uso nella meccanica oscillatoria e nell'acustica, potrebbe essere con successo introdotta, oltre che nello studio della propagazione dei campi elettromagnetici, come l'autore fa, anche negli studi di propagazione del calore, e così via. Sarebbe questo un passo di più verso l'« elettrificazione » dello studio di fenomeni non elettrici cioè verso l'introduzione e l'applicazione degli algoritmi e dei metodi di rappresentazione già in uso nell'elettrotecnica, anche ad altri rami della tecnica; elettrificazione che, com'è noto, si è già dimostrata assai feconda, consentendo anche di migliorare indirettamente le misure di grandezze non elettriche.

Per l'altezza di concezione, la generalità degli sviluppi e l'ampiezza delle applicazioni, le memorie dello Schelkunoff meritano ampiamente di essere conosciute nella loro veste originale da chiunque si occupi di elettrotecnica teorica; soprattutto la seconda di esse, alla quale tuttavia la prima serve in molti casi di introduzione chiarificatrice.

[28] nel metallo (piccole lunghezze d'onda): $Z_M = \left(\left| \sqrt{\frac{2\,\pi\mu f}{g}} \right|,\ 45^o \right)$;

come accennato, la seconda vale rigorosamente per le sole onde piane.

Ciò posto, lo Schelkunoff assimila le riflessioni dovute alla brusca variazione d'impedenza su ciascuna superficie dello schermo alle riflessioni d'inserzione che si hanno collegando in cascata più quadripoli. Assimilando le onde nello spessore dello schermo a onde piane, considera questo come un tronco di linea elettrica uniforme intercalato in una linea seminfinita. Detto k il rapporto delle impedenze nel metallo e nell'aria, è:

$$\frac{1}{k} = \left(\left| \omega\mu_0\, r \sqrt{\frac{g}{2\,\pi\, r f}} \right|,\ 45^o \right) \quad \text{e} \quad \frac{1}{|k|} = \alpha\, r \sqrt{2}\, \frac{\mu_0}{\mu},$$

e l'efficacia della schermatura è data dalle [35] e [36], che combinate dànno:

$$\frac{1}{|S|} = (1 - b\, e^{-2\gamma d})\, \frac{(|k| + 1)^2}{4\,|k|}\, e^{\alpha d}$$

$$\log_e \frac{1}{|S|} = A + R + C = A^o + \alpha d +$$

$$+ 2 \log_e (1 + |k|) - \log_e 4 - \log_e |k| + \log_e (1 - b\, e^{-2\gamma d}),$$

ove si è posto:

$$b = \left(\frac{1 - |k|}{1 + |k|} \right)^2.$$

In questa equazione il fattore esponenziale tiene conto dell'attenuazione dissipativa subita dall'onda incidente nell'attraversare lo schermo; il fattore in k tiene conto delle riflessioni sulle due superfici; e il fattore in b tiene conto delle riflessioni multiple nello spessore dello schermo, ciascuna onda riflessa risultando attenuata di $2\,\alpha d$ e distòrta di $2\,\beta d$ nel doppio percorso di andata e ritorno. Se lo schermo è elettromagneticamente spesso ($p \gg 1$) così da potersi considerare estinta l'onda dopo la doppia riflessione nello schermo (va e vieni), il fattore in b tende all'unità e la formola si semplifica diventando del tipo $\log_e (1/|S|) = p + A^o(p) + R$. Questo fattore corrisponde alle perdite per interazione nelle linee o nelle cascate di quadripoli (27) (28); tali perdite notoriamente si annullano se la linea è elettricamente lunga. Occorre dire che le ultime formole sono soltanto approssimate e valgono per schermi molto efficienti e geometricamente sottili; tuttavia la maniera di esposizione accennata è assai suggestiva e dà una chiara idea dell'andamento qualitativo dei fenomeni.

Alle onde cilindriche e sferiche corrispondono linee disuniformi e le equazioni risultano naturalmente assai più complicate. Valgono in ogni caso le considerazioni qualitative che seguono.

Alle frequenze basse, l'attenuazione nei metalli ferromagnetici, anche fuori della zona di schermatura magnetostatica, è assai maggiore di quella dei materiali non ferromagnetici ([12]), in grazia della elevata permeabilità dei primi; peraltro, come si è più volte accennato, al crescere della frequenza la permeabilità effettiva si riduce sempre più e a un certo punto

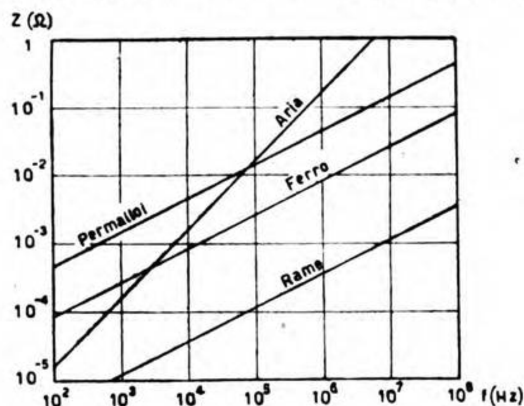


Fig. 6. — Diagramma calcolato delle impedenze offerte alle onde cilindriche dall'aria, dal ferro, dal rame e dal permalloi, per $R = 2$ cm.

c'è convenienza a sostituire il metallo ferromagnetico con un altro che, in luogo di un'illusoria alta permeabilità, presenti perdite più basse (sia per la maggiore conduttività, sia per l'annullarsi delle perdite per isteresi) nonchè riflessioni più efficienti. Questa frequenza non è determinabile col calcolo se non si conosca sperimentalmente il valore effettivo della permeabilità in funzione della frequenza e dello spessore.

Infatti (fig. 6) i diagrammi logaritmici dell'impedenza alle onde cilindriche del rame, del ferro e del permalloi in funzione della frequenza sono paralleli; ma mentre gli ultimi due sono tagliati dalla retta dell'impedenza dell'aria alle onde cilindriche nel campo delle frequenze tecniche, la retta dell'impedenza del rame resta sempre al di sotto (infatti nei metalli Z cresce con $\sqrt{f}$ mentre nell'aria cresce con f); ne seguono quindi, da una parte l'esistenza, per le sostanze ferromagnetiche, di una frequenza critica per la quale le riflessioni sono nulle, crescendo poi sia al di sopra, sia al di sotto di questa; dall'altra le maggiori riflessioni del rame rispetto al ferro e al permalloi, per il maggiore scarto della sua impedenza da quella dell'aria. La frequenza discriminante è stata già calcolata precedentemente.

Inoltre, mentre un aumento del raggio di uno schermo di rame, aumentando la differenza delle impedenze, accresce il numero delle

([12]) Le sostanze diamagnetiche e paramagnetiche hanno praticamente comportamento eguale quando non siano ferromagnetiche. Si veda la nota ([17]).

riflessioni, per un metallo ferromagnetico ciò è vero solamente al di sopra della frequenza critica mentre al di sotto avviene il contrario.

A risultati analoghi si giunge considerando onde sferiche invece che cilindriche.

Le riflessioni sono molto elevate e costanti fra rame e ferro e sono anche maggiori (e crescenti con la frequenza) fra rame e aria; un po' minori fra ferro e aria (fig. 3). Adottando schermi multipli di metalli diversi, i quali presentano il vantaggio di rispondere bene su tutte le frequenze, i logaritmi degli effetti schermanti si sommano; si vede dalla figura 4 che è più conveniente (a parità di volume totale di metalli) che uno schermo di ferro sia intercalato fra due di rame anzichè viceversa. Tuttavia non converrebbe sostituire a una terna di schermi rame-ferro-rame un solo schermo di ferro fortemente ramato, come si potrebbe credere a prima vista. Infatti si ottengono riflessioni nette, cioè effetti schermanti efficaci, soltanto se il percorso delle correnti indotte è obbligato, mentre se sono possibili circolazioni di corrente fra uno schermo e l'altro, queste perturbano (riducono) le riflessioni stesse.

Occorre quindi che i vari schermi siano isolati fra loro, eccetto al più un punto, il quale potrà essere il comune collegamento a massa; e l'isolamento anzidetto deve essere tanto più accurato quanto più elevata è la frequenza, com'è ben noto a chi costruisce, per esempio, gabbie schermanti multiple per onde corte.

Prima di chiudere il paragrafo si vuol fare un confronto critico fra le due esposizioni del Kaden e dello Schelkunoff, che sostanzialmente sono la stessa cosa, pur essendo presentate in forma assai diversa. Sia detto pure, per incidenza, che lo Schelkunoff (13) (18) imposta le sue considerazioni teoriche in maniera del tutto generale, e svolge parallelamente la trattazione delle onde che egli chiama magnetiche trasversali e delle onde da lui definite elettriche trasversali (appendice II), ricavando poi, a titolo di applicazione esemplificativa, fra varie altre, anche quella degli schermi cilindrici con l'asse normale al campo elettromagnetico.

Entrambi gli autori partono dalle equazioni di Maxwell applicate alle tre regioni in cui le due superfici dello schermo dividono l'intero spazio; però il Kaden, volendo limitare il proprio studio alla sola applicazione del problema della schermatura per frequenze non altissime, ammette di porre nell'aria $\varepsilon_0 = 0$, ciò che equivale a trascurare le correnti di spostamento di fronte a quella di conduzione, cioè a considerare infinitamente grande la lunghezza d'onda nell'aria rispetto al raggio dello schermo; questo è senz'altro il caso fino a frequenze di parecchi megahertz. Poi egli giunge a determinare una costante di propagazione k che ha un argomento non nullo anzi è composta di due parti numericamente eguali, l'una reale e l'altra immaginaria, sicchè al propagarsi dell'onda nel metallo si ha in maniera normale attenuazione e contemporaneo spostamento di fase, cioè riflessione. Anzi essendo $p = |\alpha d| =$

$= |\beta d|$, le espressioni del tipo cosh $2p + \cos 2p$ sono da intendersi, esplicitando, come cosh $2\alpha d + \cos 2\beta d$.

Inoltre, in entrambe le trattazioni viene determinata, per schermi di materiale ferromagnetico, una frequenza — in funzione del raggio — per la quale l'effetto schermante è minimo, in quanto sono nulle le riflessioni; con Kaden si ricava tale frequenza per uno schermo sferico dal valore di α per il quale è $pB = \frac{\mu_0}{\mu}\alpha R = 1$ [51]; con Schelkunoff, la si ricava eguagliando le due formole [26] e [28] nelle quali però è da considerare che per la sfera, mentre la [28] resta ancora la stessa (potendosi assimilare ad onde piane sia le onde cilindriche, sia le sferiche, nell'interno del metallo), il valore dell'impedenza espresso dalla [26] va dimezzato (come si può dimostrare) per tener conto del fatto che si tratta di onde non cilindriche ma sferiche. La frequenza per la quale le riflessioni si annullano risulta quindi doppia e si può ricavare dal valore di α dato dalla $\frac{\mu_0}{\mu}\alpha\frac{R}{\sqrt{2}} = 1$.

4. - Reazione dello schermo sferico sulle caratteristiche della bobina schermata.

È un aspetto per così dire negativo del problema ma che non deve essere trascurato dal progettista di schermi. Per il cilindro assiale col campo naturalmente tale reazione non esiste.

Per lo schermo sferico si ha una riduzione relativa di reattanza (10) (14) che aumenta al crescere del rapporto del volume della bobina Ql (area Q per lunghezza l) al volume dello schermo $\frac{4}{3}\pi R^3$, cioè varia inversamente a R^3; varia poi inversamente al coefficiente di allungamento $K = f(D/l)$ ([13]) della bobina e secondo un fattore numerico ν minore di 1 ma che diventa circa eguale a 1 nel caso di schermi molto efficaci di materiale non magnetico:

$$-\frac{\Delta L}{L} = \frac{2}{3}\cdot\frac{\text{volume della bobina}}{\text{volume dello schermo}}\cdot\frac{\nu}{K}.$$

Anche per schermi ferromagnetici ad alta permeabilità, ν tende all'unità al crescere della frequenza. Invece alle basse frequenze diviene negativo per gli schermi sottili di materiale ferromagnetico ad alta permeabilità, e quando la frequenza tende a zero si ha:

$$\lim_{f\to 0}\nu = -\frac{1}{2+3\frac{\mu_0}{\mu}\frac{R}{d}} = -\frac{1}{2+3B} \qquad \begin{pmatrix}\mu \gg \mu_0\\ R \gg d\end{pmatrix}.$$

([13]) K è il rapporto tra l'induttanza della bobina e quella di una bobina infinitamente lunga: $L = K\mu_0\frac{Q}{l}N^2$.

Nel campo magnetostatico la presenza dello schermo aumenta cioè l'autoinduzione della bobina in quanto offre una via di minor riluttanza alle linee di flusso disperso.

Inoltre, a corrente alternata crescono le perdite della bobina e ciò si traduce in un aumento della resistenza apparente, il quale cresce con la frequenza e varia in ragione inversa alla quarta potenza del raggio secondo un coefficiente numerico η minore di 1:

$$\Delta R = \frac{\mu_0 N L B^2}{R^4} \eta .$$

Per schermi di materiale non ferromagnetico η assume due valori approssimati secondo che p è maggiore o è minore di 1:

$$\eta = \frac{3d}{2p^2 R} \quad \begin{pmatrix} \mu = \mu_0 \\ \frac{1}{S} \gg 1 \\ p < 1 \end{pmatrix} \quad ; \quad \eta = \frac{3d}{2pR} \quad \begin{pmatrix} \mu = \mu_0 \\ \frac{1}{S} \gg 1 \\ p > 1 \end{pmatrix} .$$

Per schermi di materiale ferromagnetico l'espressione di η è notevolmente complicata; si rinvia il lettore alla bibliografia (10).

5. - Misure di campo disperso.

Sono state fin qui presentate, discusse e corredate con risultati numerici le teorie della schermatura poste su basi razionali; e pertanto si avrebbero tutti i criteri di progetto e gli elementi per verifiche di calcolo degli schermi progettati, ove però non sussistessero numerose riserve, già accennate, sulle ipotesi poste a base delle teorie stesse, prima fra tutte l'incertezza sulla costanza e sullo stesso valore numerico iniziale da attribuire alla permeabilità relativa, che dipende dal materiale, dalla sua lavorazione, dalla frequenza, dallo spessore, e così via.

Nelle misure di cui ora si riferirà, e che purtroppo non è stato possibile estendere alle frequenze più alte nè a materiali ad alta permeabilità così sistematicamente come sarebbe stato necessario, in buona parte per le limitazioni dovute alle contingenze belliche (difficoltà di procurarsi permalloi e mumetal, mentre sarebbe stato del più alto interesse verificare le formole di schermatura su tali materiali), ci si è proposto di chiarire almeno i punti principali di incertezze e cioè:

1) se e fino a che punto le formole per schermi cilindrici indefiniti siano applicabili a schermi cilindrici corti chiusi da fondi; se e fino a che punto le formole per schermi sferici siano applicabili a schermi pressochè cubici; quale sia l'effetto delle modalità costruttive (fori, giunture e così via);

2) quale sia l'effetto dell'orientamento del trasformatore rispetto al campo;

3) quale sia l'effetto della distanza fra il ferro del trasformatore e lo schermo;

4) quale sia l'influenza della chiusura del trasformatore sui suoi carichi;

5) quali siano i valori pratici dei campi dispersi disturbatori e dei coefficienti di dispersione che caratterizzano l'attitudine del trasformatore a captare flussi disturbatori.

Sono state eseguite misure del campo disperso di trasformatori di alimentazione da 100 a 300 VA e di reattori di livellamento per alimentatori, a 42 e a 500 Hz, alimentando i trasformatori con tensione normale e provando i reattori nel loro funzionamento d'esercizio a valle di raddrizzatori, sui filtri completi, e misurando per gli uni e per gli altri la tensione indotta a 42 Hz su una bobina avvolta in aria con gran numero di spire per mezzo di un voltmetro amplificatore selettivo; dalla tensione si risaliva al campo mediante taratura alla stessa frequenza in un campo di intensità nota; in tale taratura non vi era da temere l'influenza di fenomeni di non linearità, data l'assenza di ferro dalla bobina in prova.

Da tali misure, che sono state eseguite su nove trasformatori di alimentazione di tipo normale e su cinque reattori a piccolo traferro, si traggono i risultati seguenti:

1) Nell'immediata prossimità del ferro il campo disperso è massimo sull'asse delle bobine del trasformatore.

2) I massimi valori del campo in aria nell'immediata vicinanza del ferro si aggirano su 300 ÷ 600 Asp/m per i trasformatori a 42 Hz; su 20 Asp/m per i trasformatori a 500 Hz; su 50 ÷ 500 Asp/m per i reattori.

3) Confrontando i valori dell'induzione nell'aria ($\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}$) con quelli normalmente assunti dall'induzione nel ferro dei trasformatori (circa 1 Wb/m^2, per i trasformatori a 42 Hz, circa 0,25 Wb/m^2 per i trasformatori a 500 Hz), si trova che l'induzione di campo disperso nell'aria si aggira su 0,03 % dell'induzione nel ferro per i trasformatori a 42 Hz; su 0,01 ÷ 0,025 % per i trasformatori a 500 Hz; e su 0,01 ÷ ÷ 0,06 % per i reattori [14].

4) Il campo disperso non varia chiudendo il trasformatore che lo genera sui suoi carichi; del pari non varia la forza elettromotrice di disturbo indotta sul trasformatore disturbato, quando si chiuda questo sui suoi carichi.

5) Il campo disperso si riduce a circa 1/10 dei valori indicati sopra a una distanza dal ferro dell'ordine di grandezza delle dimensioni del trasformatore o del reattore che lo genera.

---

[14] I valori indicati in tutto il presente lavoro per **B** e **H** sono, per comodità di misura, tutti efficaci; così pure, le permeabilità misurate sono quelle medie del ciclo. Si ricorda che 79,6 Asp/m = 1 Oe e che 10^{-4} Wb/m^2 = 1 Gs o 1 linea/cm^2.

6) Durante le misure, la seconda e la terza armonica complessivamente non raggiunsero il 10 %.

Praticamente dunque si debbono fare i conti con campi disturbanti dell'ordine di grandezza di 50, 15, 5 Asp/m, sull'asse, a distanze dal ferro di 10, 20 e 30 cm rispettivamente. Si ricorda, per fissare le idee, che il campo magnetico terrestre si aggira su 17 Asp/m (0,22 Oe).

Prove analoghe eseguite infine su un trasformatore industriale trifase da 200 kVA hanno dato campi di 19, 16, 8, 5 Asp/m normalmente all'asse e a distanze da questo di 0,5, 1,2, 4,8, 6,5 m.

Queste misure preliminari permettono intanto di localizzare gli ordini di grandezza per il problema che interessa.

Si supponga infatti di considerare un amplificatore per la gamma acustica di frequenze, e di voler sottrarre ai disturbi il trasformatore d'entrata, il quale abbia le impedenze di lavoro seguenti: primario (entrata) 600 Ω, secondario 100 000 Ω. Si supponga ancora che il minimo segnale d'ingresso da amplificare sia di 200 μV, pari a 2600 μV sul secondario; e si ritenga infine, in base alle misure che precedono, che il campo disturbante sia di 10 Asp/m.

Si è constatato (si veda nel sèguito) che su tale trasformatore un campo a 42 Hz di 10 Asp/m induce una tensione di 18 mV misurata dal lato alta tensione; volendo allora ridurre tale tensione disturbo a un livello di 40 decibel inferiore al livello minimo del segnale (1 %), occorre abbassarla da 18 mV a 26 μV, cioè di 57 decibel. Orientando opportunamente il trasformatore si ottiene già una riduzione del campo di circa 30 decibel; prescindendo dalla minore amplificazione che normalmente l'amplificatore presenta alla frequenza di 42 Hz (per cattivi adattamenti ed altre cause), occorre conseguire l'ulteriore riduzione di campo mediante schermatura del trasformatore.

Inoltre, valori così modesti del campo rendono lecito considerare costante la permeabilità al variare del campo stesso, quindi anche al passare da uno schermo più esterno ad uno più interno; non è lecito invece attribuire senz'altro i valori della permeabilità iniziale misurata con metodi statici, sia per l'influsso della frequenza, sia per quello dovuto alla lavorazione.

6. - Prove di schermatura.

Come generatore del campo disturbante si è utilizzato un grande solenoide avvolto in aria, del diametro di 0,60 m e della lunghezza di 1,60 m con 380 spire per metro. Il solenoide è alimentato dalla rete attraverso un trasformatore, un reostato di regolazione e un amperometro, e si può farlo attraversare da una corrente massima di 6 A (fig. 7).

Internamente al solenoide, al centro di esso, è sistemato un supporto orientabile nei tre piani ortogonali; l'angolo di orientamento è predisposto e misurato dall'esterno. Sul supporto si fissa il trasformatore in prova, una volta senza lo schermo e una volta nello schermo, e si misurano,

per diversi valori del campo, le tensioni indotte nei due casi, col metodo di confronto; cioè la tensione da misurare si applica all'entrata di un amplificatore ad alta impedenza e ad amplificazione costante; poi, alternativamente, si applica allo stesso amplificatore una tensione di taratura nota, della stessa frequenza, anzi derivata dalla stessa rete che alimenta il solenoide, in modo da ottenere nei due casi la stessa tensione in uscita dall'amplificatore; si ha così una misura assoluta della tensione indotta nel trasformatore indipendentemente dalla linearità dell'amplificatore. In pratica, la tensione, di 22,5 o di 1,5 V, si applicava all'amplificatore attraverso un attenuatore, che la riduceva opportunamente; la differenza tra le attenuazioni introdotte nelle tarature corrispondenti alle prove fuori schermo e dentro schermo dava immediatamente l'efficacia dello schermo in decibel. In queste condizioni si è potuto rinunciare a sceverare la fondamentale dalle armoniche, nell'ipotesi che queste non variassero passando dalla lettura alla taratura. La tensione di uscita dall'amplificatore era costantemente di 1,5 V, assai inferiore quindi alla tensione di saturazione.

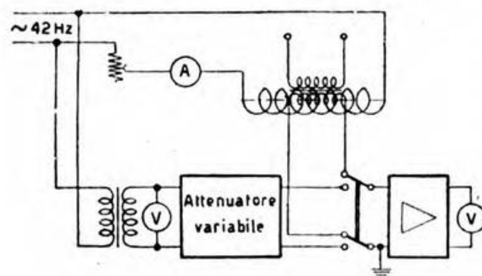


Fig. 7. — Schema del circuito usato per le misure.

Date le dimensioni del solenoide, si può ammettere che il campo al centro sia uniforme, e che inoltre non sia sensibilmente deformato dall'introduzione di oggetti ferromagnetici delle dimensioni di alcuni centimetri.

Il trasformatore telefonico in prova ha le seguenti caratteristiche: nucleo a mantello, senza traferro, in lamierini di ferro-silicio da 0,35 mm; sezione netta del ferro, 1,7 cm²; 3200/250 spire; gamma di lavoro, $3 \div 10$ kHz; tensione di disturbo indotta a 42 Hz, 1,8 mV per 1 Asp/m (lato alta impedenza). Questa tensione era misurata con campi deboli, orientando il trasformatore nella posizione di massima induzione (asse della bobina diretta secondo il campo). Il valore indicato era quello risultante dalla media di più misure; esso non variava chiudendo il trasformatore sui suoi carichi.

Le stesse misure sono state eseguite su una bobina identica avvolta in aria, ottenendo 0,8 mV per amperspira/metro. Il rapporto fra le due cifre indicate è il prodotto della permeabilità relativa del ferro-silicio a 42 Hz per il coefficiente di dispersione e per il rapporto delle aree delle due bobine; infatti mentre per la bobina con nucleo l'area coincide con quella della sezione netta del ferro, per quella in aria coincide con quella della spira media. Per la bobina in aria il coefficiente di

dispersione è naturalmente 100 %. Risulta quindi un elevato valore della tensione indotta.

Lo scopo di ripetere le misure con la bobina in aria era quello di liberarsi sia dalle variazioni di permeabilità del ferro, sia dalla reazione del ferro del trasformatore sullo schermo.

Normalmente le prove erano eseguite in modo che l'asse della bobina del trasformatore in prova, l'asse dello schermo (nel caso di schermi cilindrici) e l'asse del solenoide induttore coincidessero, ponendocisi così nella condizione di massima tensione indotta.

Gli schermi provati sono stati di cinque tipi, tutti costituiti da scatola e coperchio, contraddistinti con lettere dell'alfabeto; gli schermi cubici sono costituiti con pezzi di lamiera di ferro comune, quelli cilindrici con pezzi di tubo torniti, pure di ferro comune trafilato e con i fondi di lamiera.

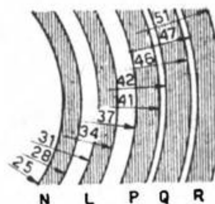


Fig. 8. — Sezione (parziale) dei cinque schermi cilindrici coassiali provati *N*, *L*, *P*, *Q*, *R*, con l'indicazione in millimetri dei raggi interni ed esterni.

Si riportano l'elenco degli schermi provati, con le lettere distintive, e una figura (fig. 8), da cui risultano lo spessore, i raggi interno r ed esterno R e (per gli schermi multipli) l'intervallo d'aria.

1) Tre schermi sottili (schermi normali) con spessore da 1 a 1,25 mm.

2) Uno schermo cubico *E*, con coprigiunto, di spessore 4,5 mm, con raggi interno $r = 30$ mm, esterno $R = 34{,}5$ mm ([15]).

3) Due schermi cubici concentrici; l'interno *H* spesso 6 mm ($r = 31$ mm, $R = 37$ mm), l'esterno *I* spesso 8 mm ($r = 38$ mm, $R = 46$ mm), separati da un intervallo di 1 mm.

4) Cinque schermi cilindrici coassiali, *N*, *L*, *P*, *Q*, *R*, aventi ordinatamente gli spessori e i raggi come è indicato nella figura 8.

5) Quattro schermi cilindrici di grande spessore *T*, *U*, *V*, *Z*, tutti con raggio interno 31 mm e spessi 6, 10, 14, 22 mm rispettivamente.

Tutti gli schermi sono in due pezzi, con una battuta per evitare al possibile la presenza di traferri; la foratura per l'uscita dei conduttori è praticata lateralmente e ridotta al minimo; l'altezza dei cilindri è quasi eguale al diametro, e i cilindri, come i cubi, sono chiusi da fondi dello stesso spessore delle pareti.

Il primo gruppo ha dato effetti schermanti minimi (da 4 a 7 decibel). Sono raccolte nella tabella I le attenuazioni misurate sugli altri, col minimo campo magnetico adottato (38÷53 Asp/m efficaci a 42 Hz), espresse

([15]) Per gli schermi cubici si è indicato come equivalente del raggio 0,6 l (essendo l lo spigolo); tale valore si è assunto tenendo conto che 0,593 è la media geometrica tra 0,5 e $0{,}5\sqrt{2}$ (semilato e semidiagonale), e 0,63 l è il raggio della sfera di pari volume.

TABELLA I. — *Effetti schermanti di schermi singoli e multipli (misurati).*

Schermi singoli (bobina in aria e bobina con nucleo di ferro-silicio)

	cubici			cilindrici									
Schermo	E	H	I	N	L	P	P'	Q	R	U	T	V	Z
Spessore (mm)	4,5	6	8	3	3	4	4	4	4	6	10	14	22
d/R	0,13	0,16	0,17	0,11	0,09	0,1	0,1	0,085	0,08	0,16	0,25	0,31	0,41
20 $\log_{10}$ $(1/S)$ (bobina con nucleo)	19	17	21	10	12	26	18	16	15	16	26	30	42 (?)
20 $\log_{10}$ $(1/S)$ (bobina in aria)	—	—	—	19	17	—	11 (?)	—	20	22	34	37	37 (?)
20 $\log_{10}$ $(1/S)$ (calcolato)	—	35	44	24	23	24	24	23	22	28	50	80	—

Schermi doppi (bobina con nucleo)

Schermo	$H+I$	$P+Q$	$P+R$	$L+P$	$L+Q$	$L+R$	$N+L$	$N+Q$	$N+R$	$Q+R$
Intervallo (mm)	1	1	6	3	8	13	3	14	19	1
Spessori (mm)	6+8	4+4	4+4	3+4	3+4	3+4	3+3	3+4	3+4	4+4
20 $\log_{10}$ $(1/S)$	31	39	40	33	27	25	18	24	22	26
Somma degli effetti schermanti singoli	17+21	26+16	26+15	12+26	12+16	12+15	10+12	10+16	10+15	16+15
Rapporto tra i due valori precedenti	0,82	0,93	0,98	0,87	0,96	0,93	0,82	0,92	0,88	0,84

(media 0,89)

Schermi tripli (bobina con nucleo)

Schermo	$N+L+P$	$N+L+Q$	$N+L+R$	$N+Q+R$	$L+Q+R$
Intervalli (mm)	3+3	3+8	3+13	14+1	8+1
Spessori (mm)	3+3+4	3+3+4	3+3+4	3+4+4	3+4+4
20 $\log_{10}$ $(1/S)$	39	31	25,5	34	33
Somma degli effetti schermanti singoli	10+12+26	10+12+16	10+12+15	10+16+15	12+16+15
Rapporto tra i due valori precedenti	0,82	0,82	0,70	0,83	0,76

(media 0,79)

Schermi quadrupli e quintupli (bobina con nucleo)

Schermo	$N+L+P+R$	$N+L+P+Q$	$N+L+P+Q+R$
20 $\log_{10}$ $(1/S)$	51 (?)	49 (?)	66 (?)

tutte in decibel. Le misure sono state fatte sulla bobina con nucleo di ferro-silicio e sulla bobina in aria; sono pure indicati i valori teorici di effetto schermante, calcolati con le formole introdotte nel paragrafo 2 (si veda alla fine di tale paragrafo), per l'effetto schermante magnetostatico ovvero per quello elettromagnetico, secondo che, in base alle dimensioni e a un presumibile valore della permeabilità, la frequenza di 42 Hz risulta nel dominio di schermatura elettromagnetica o in quello di schermatura magnetostatica.

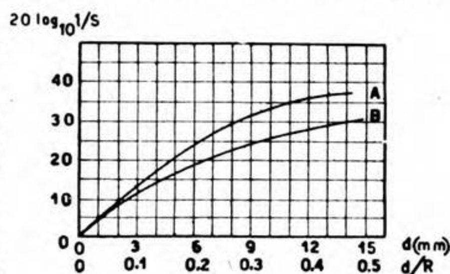


Fig. 9. — Effetti schermanti medi misurati a 42 Hz su schermi vari di ferro dolce, in funzione dello spessore relativo; *A*, bobina senza nucleo; *B*, bobina con nucleo di ferro-silicio. Si nota la riduzione di effetto schermante dovuta al nucleo.

Per gli schermi doppi e tripli invece, sotto gli effetti schermanti misurati sul complesso, sono riportate le somme degli effetti schermanti misurati sui singoli schermi componenti, nonchè il rapporto fra i due valori; sono pure indicati gli spessori assoluti e relativi degli schermi e degli intervalli.

Conviene prescindere dalle misure ottenute sullo schermo *P* e sulle sue combinazioni perchè presentano un'attenuazione eccezionalmente grande, da attribuirsi probabilmente al materiale; qualche misura fatta sullo schermo *P'*, delle stesse dimensioni di *P*, ha dato infatti risultati normali. Le misure sugli schermi quadrupli e quintupli e quelle sugli schermi *V* e *Z* sono scarsamente attendibili per l'elevato valore del campo e quindi la inerente variazione della permeabilità; nonchè per l'elevato valore dell'amplificazione necessaria per la misura.

I dati tabellari per schermi singoli si riportano in diagramma (fig. 9).

Come si vede, l'attenuazione di schermatura è lentamente crescente con lo spessore; praticamente però è inutile, come la teoria prevede, accrescere questo oltre certi limiti (10 ÷ 12 mm pari a $d/R = 0{,}3 \div 0{,}4$ per un raggio *R* di 30 mm). Gli schermi multipli presentano invariabilmente, conformemente alle previsioni della teoria, un effetto schermante inferiore alla somma degli effetti schermanti dei singoli componenti; la differenza però diviene piccola appena l'intervallo supera qualche millimetro. Il coefficiente di riduzione (rapporto tra l'effetto schermante complessivo e la somma dei singoli effetti schermanti) si aggira sul 90 % per due schermi e sull'80 % per tre schermi. In pratica per schermi di ferro comune e intervalli dello spessore relativo di 0,1 si ottiene:

10 ÷ 15 decibel con uno schermo, 20 ÷ 25 decibel con due, 25 ÷ 35 decibel con tre, 45 ÷ 60 decibel con quattro o con cinque schermi.

Si riportano, nella tabella II, alcune misure nella forma originale: da queste si rileva un aumento dell'effetto schermante al crescere del

campo. Il fatto è dovuto presumibilmente a variazioni della permeabilità apparente col campo.

Sono dati: le correnti di campo, il campo (valore efficace) e i decibel direttamente misurati (tensione indotta a 42 Hz sotto 22,5 V nella bobina con nucleo e sotto 1,5 V nella bobina in aria). Per esempio 0,14 A con 380 spire per metro della bobina inducente producono un campo di 53 Asp/m; 47 decibel sotto 22,5 V corrispondono a 100 mV (pari a 1,85 mV per ciascun amperspira/metro; per 10 Asp/m si hanno 18,5 mV sulle 3200 spire della bobina indotta, pari a 6 μV per spira). In modo analogo, per la bobina in aria si ha, con 53 Asp/m, 31 decibel sotto 1,5 V, pari a 43 mV (cioè 0,8 mV per 10 Asp/m). Infine le differenze tra i decibel misurati sulla bobina entro schermo e quelli misurati sulla stessa bobina senza lo schermo sono le attenuazioni di schermatura indicate nella tabella precedente. Così, ad esempio, per lo schermo N con nucleo si ha $1/S = 57 - 47 = 10$ decibel; in aria $50 - 31 = 19$ decibel (valori relativi al campo più debole). Analoghe misure sono state fatte su altri otto trasformatori telefonici, con 2000 ÷ 3000 spire, ottenendo col campo di 10 Asp/m rispettivamente 9,4, 6, 12,5, 8,2, 21,3 μV per spira per i trasformatori con nucleo di ferro-silicio, e 17,6, 17, 15 μV per spira per quelli con nucleo di permalloi.

TABELLA II. — *Risultati delle misure di effetto schermante, nella loro forma originale.*

I (A)	H (Asp/m)	Bobina con nucleo								
		senza schermo	con schermo							
			E	H	I	N	L	P	Q	R
		(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)
4,3	1630 (+30 dB)	—	—	—	—	33,5	—	—	—	—
1,5	570 (+20,5 dB)	28	53	47	54	41	43	59	47	46
0,39	148 (+9 dB)	38	58 (?)	55	61	49	51	66	56	54
0,14	53	47	66	64	68	57	59	73	63	62
		Bobina in aria								
4,3	1630 (+30 dB)	6	—	—	—	29 (?)	26	—	—	26,5
1,2	460 (+18,8 dB)	16	—	—	—	35	33	—	—	35
0,39	148 (+9 dB)	24	—	—	—	43	41	—	—	43
0,14	53	31	—	—	—	50	48	—	—	51

Nella tabella il livello del campo è stato indicato anche in decibel, con riferimento al valore minimo 53 Asp/m. Sulla bobina in assenza di schermo è notevole un aumento della tensione unitaria indotta con l'aumentare del campo; con la bobina con nucleo si nota pure un aumento dell'effetto schermante, di 3 ÷ 4 decibel, al crescere del campo.

7. - Prove di orientamento e di distanza.

Sono state eseguite prove di orientamento intese a stabilire la riduzione di forza elettromotrice indotta che può ottenersi orientando convenientemente la bobina rispetto al campo.

Si è verificato che, com'è ovvio, si ha la massima forza elettromotrice indotta se l'asse della bobina è diretto nel senso del campo, vale a dire se gli assi delle bobine indotta e inducente sono paralleli. Disponendo la bobina indotta senza schermo in posizione pressochè ortogonale alla precedente, si ottiene una riduzione della forza elettromotrice indotta che raggiunge e supera i 30 decibel. L'angolo può differire leggermente da 90° ed è piuttosto critico, l'effetto di minimo cioè varia largamente entro pochi gradi.

Nella tabella III sono riportate le attenuazioni in decibel ottenute per effetto dell'orientamento, ponendo nel campo la bobina con nucleo, senza schermo o dentro schermi vari, e dando al campo i due valori estremi.

TABELLA III. — *Attenuazioni ottenute per effetto dell'orientamento dell'asse della bobina in direzione normale al campo.*

I (A)	H (Asp/m)	Bobina con nucleo								
		senza schermo	con schermo							
			N	L	P'	U	T	$N+L+Q$	Z
		(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)
4,3	1630	38	33	37	32	9 (?)	18	19	0
0,14	53	33	30	29	25,5	—	—	—	—
d (mm)			3	3	4	6	10	3+3+4	22
d/R			0,11	0,09	0,1	0,16	0,25	—	0,41

Come si vede, l'effetto benefico dell'orientamento per campi deboli e schermi sottili appare indipendente dalla distanza tra il nucleo della bobina e lo schermo.

Quando invece si passa a schermi spessi, l'effetto si va perdendo del tutto. Ciò è dovuto presumibilmente alla reazione dello schermo e del nucleo sul campo, reazione che deforma questo in modo sostanziale. Forse ciò non avverrebbe con schermi che, a parità di schermatura, fossero di permalloi ma più sottili, perchè in questi fenomeni pare che importino assai più lo spessore e le dimensioni assolute che non la permeabilità.

Questo fatto consiglia l'adozione di schermi di ferro di spessore relativo non superiore a 0,1 ÷ 0,15, tutte le volte che, essendo nota e costante la direzione del campo disturbatore, si può già ottenere una

notevole diminuzione della tensione disturbo col solo orientamento; poichè tutto il vantaggio della maggiore schermatura che si consegue col maggior spessore viene neutralizzato dal ridotto effetto di orientamento, dato che i due effetti sono dello stesso ordine di grandezza.

In tutte le misure precedenti la bobina era sempre centrata rispetto allo schermo, restando il ferro del trasformatore distanziato dallo schermo per tutti gli schermi, eccettuati *E*, *H* e *N*, nei quali il ferro era invece in immediato contatto con lo schermo.

Si è provato separatamente l'effetto della centratura sullo schermo *Q* riducendo gradualmente a zero gli spessori isolanti intercalati tra lo schermo e il nucleo. Si è trovato:

Spessore isolante (mm):		17 (bobina centrata)	12	6	0
$20 \log_{10} (1/S)$:	$(I = 1{,}4$ A)	19	19	18	16
	$(I = 0{,}1$ A)	16	—	16	15.

Come si vede, in accordo anche con le prove riferite dal Gustafson, la distanza fra il ferro della bobina e lo schermo è praticamente senza influenza appena superi qualche millimetro.

8. - Misure di permeabilità.

Allo scopo di togliere ogni causa di incertezza alla constatata discrepanza tra i risultati delle formule citate con gli esperimenti, sono pure state eseguite misure di permeabilità relativa su un lamierino di ferro dolce da 0,5 mm, confrontando la reattanza a 42 Hz di due bobine toroidali uguali, l'una avvolta su un toro di questo lamierino, l'altra avvolta su un uguale toro di legno. Si è constatato che la permeabilità relativa cresceva col campo da 220 a 300 per campi varianti da 5 a 50 Asp/m.

9. - Criteri di progetto degli schermi. Conclusioni.

Una succinta critica delle teorie riportate sopra, al lume delle prove sperimentali, condurrà a definire i criteri da adottarsi dal progettista di schermi magnetici.

L'attenuazione di schermatura calcolata per i materiali ferromagnetici con i metodi esposti non trova, come si è visto, grande aderenza nella realtà. A base della teoria magnetostatica stanno numerose ipotesi semplificative (campo imposto, assenza di magnetismo rigido cioè residuo, proporzionalità e conseguente parallelismo di **H** e di **B**, cioè assenza di isteresi, dimensioni del ferro della bobina da schermare trascurabili di fronte alle dimensioni dello schermo); ma soprattutto sta la supposizione che siano costanti e note le grandezze elettriche e magnetiche in giuoco e uniforme il campo esterno. In realtà con campi alternati si ha una forte variazione della permeabilità e anche della conduttività sia del nucleo, sia dello schermo e ciò, tanto in rapporto alla intensità del

campo, quanto alla frequenza (variano con la frequenza le perdite per isteresi, quindi la conduttività effettiva, inoltre la penetrazione, e così via).

Sia per campi costanti, sia per campi variabili, si verifica poi una reazione di forma del ferro della bobina sul campo interno, nonchè dello schermo sul campo esterno. Tale distorsione di forma è accentuata, negli schermi cilindrici e sferici, dalla variabilità da punto a punto della distanza fra nucleo e schermo; razionale sarebbe, sotto questo aspetto, uno schermo geometricamente simile al nucleo racchiuso. Se, come in pratica avviene, le dimensioni del nucleo sono di poco inferiori a quelle dello schermo, la ripartizione statica fra schermo e nucleo del flusso disturbante dipende dalle distanze, dalle permeabilità effettive e dagli spessori dei materiali. A parità di schermo e a parità di dimensioni del nucleo, lo schermo risulta meno efficace se più alta è la permeabilità del nucleo, in quanto questa favorisce in tal caso il raccogliersi in esso delle linee di flusso alterando quell'effetto di derivatore magnetico su cui è basata la schermatura magnetostatica. Si ricorda pure che l'effetto del flusso disturbante sulla bobina è, per così dire, di natura secondaria, dipendendo da dissimmetrie del nucleo e degli avvolgimenti e annullandosi con queste.

Per tali ragioni la teoria della schermatura, sia magnetostatica, sia elettromagnetica, applicata a schermi di materiale ferromagnetico, non può condurre fino a verifiche di calcolo; queste dànno infatti tutte risultati troppo favorevoli di fronte a quelli trovati in pratica. Invece le previsioni qualitative sull'andamento dei fenomeni vengono confermate abbastanza bene dall'esperienza.

Infatti sono stati esposti i risultati delle prove effettuate su schermi singoli di ferro, che hanno dato costantemente valori inferiori (di 6 ÷ 14 decibel, cioè del 50 ÷ 80 %) ai valori calcolati, a quella frequenza, con le formole di magnetostatica o con quelle elettromagnetiche secondo lo spessore relativo. Per schermi doppi e tripli si ottengono (conformemente alle previsioni teoriche questa volta) effetti schermanti (sempre in unità logaritmiche) del 90 %, rispettivamente dell'80 %, della somma degli effetti schermanti dei singoli schermi.

Pertanto, per progettare uno schermo, si devono tener presenti, oltre ai dati di calcolo, anche i risultati ottenuti sperimentalmente. Stabilita l'efficienza che le considerazioni esposte e le misure di campo perturbante hanno dimostrata come necessaria, si scelgono il materiale, la forma, le dimensioni e il numero degli schermi, e si verifica poi, in base alla teoria e ai dati sperimentali di cui si è in possesso, se l'effetto desiderato sia raggiunto. Per ottenere maggiore efficienza si ricorre pure all'orientamento nei casi in cui la direzione del campo perturbante sia fissa e conosciuta.

La scelta più importante e delicata, ma anche in certo senso la più indipendente, è quella del materiale. In pratica, per frequenze così basse che i singoli schermi risultino elettricamente sottili, il materiale deve essere scelto esclusivamente sotto l'aspetto della permeabilità che deve essere la più elevata possibile per i valori del campo che effettiva-

mente è presente; ma anche, d'altra parte, devesi considerare il costo. Le dimensioni e lo spessore, specie se si tratti di materiale povero (ferro dolce) vengono limitate da considerazioni di ingombro e di peso, più che di efficienza di schermatura o di risparmio di materiale; la forma viene invece fissata in modo da ottenere il minimo costo di lavorazione, avendo essa scarsa influenza sull'effetto schermante, quando sia garantito in ogni punto un minimo di distanza fra nucleo e schermo. Per esempio, per schermi sottili la forma più semplice è quella cilindrica; lo schermo si ottiene arrotolando un foglio di lamiera e ribadendo la giuntura.

Per frequenze più elevate, cioè per schermi elettricamente spessi, per i quali conta assai più l'effetto elettromagnetico che quello magnetostatico, è decisivo invece il prodotto della permeabilità per la conduttività e per il quadrato dello spessore, sicchè il vantaggio delle leghe speciali ad alta permeabilità viene in gran parte frustrato dalla loro elevata resistività (proprietà che è invece a favore dell'adozione di esse per nuclei di trasformatori; infatti, mentre in quest'ultimo caso si mira a limitare le correnti indotte, nel caso degli schermi elettromagnetici è vantaggioso favorirle); del tutto controindicato sarebbe adottare per gli schermi il ferro-silicio, che a una permeabilità moderata accoppia una resistività elevata, 37 volte quella del rame (il permalloi 32 volte), e che appunto per questo viene usato vantaggiosamente per nuclei di trasformatori.

Se si tratta di schermi di ferro non si ha efficacia apprezzabile con spessori relativi inferiori a 0,1, nè si ha reale vantaggio aumentando questo oltre 0,3 (fig. 6); col permalloi e analoghi materiali, finchè lo spessore relativo resta molto basso (0,03 ÷ 0,06) compatibilmente con una sufficiente rigidità meccanica si è sicuramente nel campo di schermatura magnetostatica e quindi è molto sensibile il vantaggio dell'adozione di questo costoso metallo; in altri termini, col permalloi c'è particolare convenienza ad adottare schermi multipli sottili, conservando così da una parte una permeabilità elevata e restando, d'altra parte, nel dominio, della schermatura magnetostatica, nella quale è senza influenza l'elevata resistività.

Si può decidere in sede di progetto se ci si trovi nella zona magnetostatica o in quella elettromagnetica; soccorrono all'uopo adatti abachi (fig. 5) nei quali la zona in cui $1/S$ è indipendente dalla frequenza (e nella quale quindi si adottano criteri magnetostatici) è ben distinguibile dall'altra, prevalentemente elettromagnetica, in cui $1/S$ cresce sempre più rapidamente con la frequenza. Le condizioni discriminanti non sono tuttavia critiche e l'influenza del raggio sull'effetto schermante è limitata; prevalgono quindi nel fissarlo considerazioni pratiche.

Verificando sulla scorta di tutto quanto precede l'efficacia dello schermo così progettato, si decide se occorre aggiungerne un secondo e un terzo, per ottenere le attenuazioni desiderate, e si fissano gl'intervalli fra i diversi schermi, nonchè fra schermo interno e nucleo, tenendo

presente che al di là di alcuni millimetri questi intervalli non sono critici, e che si deve raggiungere un ragionevole compromesso frà ingombro ed effetto schermante. Infine, se si vuole attuare una schermatura efficace anche alle alte frequenze, si intercalano uno o due schermi di rame (o di alluminio), per aumentare l'attenuazione e le riflessioni alle frequenze più alte e si verifica col calcolo l'efficacia del complesso su tutta la gamma di frequenze che interessa. Alle frequenze alte aumenta lo scarto fra l'impedenza radiale del metallo e quella dell'aria e crescono così le riflessioni (fig. 4).

Secondo la teoria, non c'è notevole differenza fra l'effetto schermante del rame e quello dell'alluminio alle alte frequenze, stando essi nel rapporto inverso della radice delle rispettive conduttività (circa 1,3). L'alluminio ha il vantaggio di pesare meno.

Quando si va dalle basse frequenze acustiche alle alte o alle ultracustiche, per le quali è nettamente prevalente l'effetto elettromagnetico, si giunge a una frequenza alla quale, come si è detto, la permeabilità efficace e la conduttività efficace dei materiali ferromagnetici sono ridotte così fortemente da rendere preferibile l'adozione del rame o dell'alluminio, in grazia della loro conduttività assai maggiore. Non è però possibile stabilire a priori quale sia questa frequenza e l'unico criterio al riguardo è dato dall'esperienza.

Infatti la riduzione della permeabilità iniziale con la frequenza si ottiene [si veda, ad esempio, il Legg (23)] dalla:

$$\frac{\mu'_i}{\mu_i} = \frac{1}{\alpha d} \, \frac{\operatorname{senh} \alpha d + \operatorname{sen} \beta d}{\cosh \alpha d + \cos \beta d}.$$

Per lamiere dello spessore di 0,15 mm di ferro extradolce ($g = 10^7$ S/m, $\mu_i/\mu_0 = 250$) e di permalloi al molibdeno ($g = 1,8 \cdot 10^6$ S/m, $\mu_i/\mu_0 = 22\,000$) la permeabilità a 1000 e a 10 000 Hz si ridurrebbe rispettivamente così:

	ferro extradolce			permalloi al molibdeno		
	μ'_i/μ_i	μ'_i/μ_0	$(\alpha = \beta)$	μ'_i/μ_i	μ'_i/μ_0	$(\alpha = \beta)$
1 000 Hz	~ 1	250	(3 300)	0,75	16 500	(12 600)
10 000 Hz	0,84	210	(10 400)	0,17	3 700	(40 000).

Per avere a 1000 e a 10 000 Hz col ferro dolce le stesse riduzioni di permeabilità calcolate col permalloi da 0,15 mm, occorrerebbe che lo spessore fosse invece 0,6 mm.

In pratica per grandi valori di αd (i soli che interessino) è:

$$\frac{\mu'_i}{\mu_i} = \frac{1}{\alpha d}, \text{ cioè: } \mu'_i = \frac{1}{d}\sqrt{\frac{\mu_i}{\pi f g}}.$$

A 10 kHz se il permalloi raggiunge lo spessore di 17 mm o il ferro dolce 4,1 mm, il prodotto $\mu' g$ eguaglia quello del rame. A 100, 1000,

TABELLA IV. — *Composizione percentuale e costo relativo di materiali.*

	Fe	C	Si	Ni	Mn	Cu	Co	Cr	Mo	W	Costo
1. Ghisa	95	3	2	—	—	—	—	—	—	—	1
2. Ferro extradolce	99,94	—	—	—	—	—	—	—	—	—	7
3. Ferro-silicio	96	—	4	—	—	—	—	—	—	—	8
4. Permalloi 78,5	20,9	—	—	78,5	0,6	—	—	—	—	—	28
5. Permalloi al molibdeno	16,4	—	—	79	0,6	—	—	—	4	—	32
6. Mumetal	20	—	—	74	1	5	—	—	—	—	27
7. Perminvar	29,4	—	—	45	0,6	—	25	—	—	—	50
8. Honda KS (acciaio al cromo)	52	—	—	—	0,5	—	36	3,5	—	7	62

TABELLA V. — *Dati sulle proprietà elettriche e magnetiche di materiali.*

	$\frac{\mu_i}{\mu_0}$	$\frac{\mu_M}{\mu_0}$	B_r (Wb/m²)	H_c (Asp/m)	$B_r H_c$	B_M (Wb/m²)	$g \cdot 10^{6}$ (S/m)	$a \cdot 10^6$	$c \cdot 10^6$	$g \cdot \mu_i$
1. Ghisa	—	600	0,53	360	190	—	3,3	—	—	—
2. Ferro extradolce	250	5 500	1,3	80	104	2,15	10	50	0,960	3 140
3. Ferro-silicio	400	6 700	1,2	40	48	2,00	1,7	120	0,160	850
4. Permalloi 78,5	9 000	105 000	0,6	4	2,4	1,07	6,2	0,2	0,6	70 000
5. Permalloi al molibdeno	22 000	72 000	0,5	4	2	0,85	1,8	0,05	0,175	49 000
6. Mumetal	7 000	80 000	0,6	4	2,4	—	4	—	—	35 000
7. Perminvar	365	1 800	0,33	111	38	1,55	5,3	0,01	0,505	—
8. Honda KS (acciaio al cromo)	7	—	0,95	1760	1700	1,90	3,7	—	—	—

10 000 kHz lo stesso risultato si ottiene per il permalloi per spessori di 6,4, 1,7, 0,54 mm e per il ferro dolce con spessori di 1,3, 0,41, 0,13 mm rispettivamente.

Si sono raccolti nella tabella V dati (23) sulle proprietà elettriche e magnetiche di alcuni materiali tipici modernamente usati nella tecnica delle comunicazioni elettriche; delle leghe speciali è indicata la composizione (tabella IV), ma non bisogna dimenticare che anche i trattamenti termici e meccanici adottati influiscono moltissimo sulle proprietà magnetiche. Insieme con la composizione sono dati i costi relativi di produzione (Stati Uniti d'America, 1938), assunto come 1 quello della ghisa e dell'acciaio comune al manganese.

Sono poi date le permeabilità relative iniziale e massima, l'induzione magnetica residua B_r il campo coercitivo H_c, l'induzione di saturazione B_M [16], la conduttività elettrica g e, infine, i coefficienti di perdita per isteresi a e per correnti parassite c (quest'ultimo essendo riferito allo spessore 0,15 mm, poichè cresce col quadrato di detto spessore).

È noto che a bassa frequenza le perdite P sono espresse (in W/kg) dalla somma delle perdite per isteresi P_i e per correnti parassite P_F :

$$P = P_i \left(\frac{f}{100}\right) B_M{}^b + P_F \left(\frac{f}{100}\right)^2 B_M{}^2 ,$$

in cui B_M indica l'induzione di saturazione e l'esponente b varia fra 1,6 e 2, secondo gli autori.

Con riferimento ai valori normali ($B_M = 1$ Wb/m², $f = 50$ Hz), dati correnti sulle perdite a bassa frequenza dei lamierini sono:

	P_i	P_F	P (W/kg)
lamiere per dinamo ($d = 0{,}35$ mm)	4,7	3,2	3,2
lamiere per dinamo ($d = 0{,}5$ mm)	4,4	5,6	3,6
lamiere per trasformatori (Si: 4%; $d = 0{,}5$ mm)	2,4	0,6	1,35.

Occorre ancora notare che le caratteristiche dei prodotti commerciali possono essere notevolmente meno favorevoli di quelli riportati qui, e tanto meno per i prodotti europei di fronte a quelli americani.

Come si vede dalla tabella il prodotto $B_r H_c$ è singolarmente basso nelle leghe di ferro-nichel, e con esso l'area del cappio d'isteresi e le perdite per isteresi; invece tale prodotto per l'acciaio al cromo costituisce la cifra di qualità per i magneti permanenti.

Il ferro-silicio, avendo la minima conduttività, ha le minime perdite per correnti parassite; solo il permalloi del secondo tipo gli si avvicina, essendo stato aggiunto il molibdeno per aumentare la resistività e ridurre quindi le perdite per correnti parassite. Ove peraltro si volesse decidere

---

(16) A un'induzione eguale ai due terzi del valore di saturazione la permeabilità delle leghe di ferro-nichel è già discesa fortemente al di sotto di quella massima.

sui rispettivi campi di applicazione del permalloi e del ferro-silicio, occorrerebbe anche rilevare che nel primo la saturazione viene raggiunta per valori assai più bassi del campo (circa la metà che per l'altro) sicchè esso non sarebbe adoperabile per nuclei di trasformatori di alimentazione; si presta invece assai bene per nuclei di trasformatori telefonici, nei quali il campo è sempre molto debole e in cui invece la sua elevata permeabilità consente di ridurre il numero delle spire (e quindi la reattanza), raggiungendosi fedeltà elevate su larghissime gamme di frequenza.

Si vede pure che la conduttività del permalloi al molibdeno è assai inferiore a quella del ferro dolce e quindi è chiaro che per gli schermi la superiorità del permalloi, grandissima nel dominio di schermatura magnetostatica, è assai minore nel dominio di schermatura elettromagnetica, ove è decisivo il prodotto $g \cdot \mu_i$ (ultima colonna della tabella). Si osserva ancora che nelle leghe speciali di ferro-nichel, la conduttività diminuisce col crescere del campo magnetico (22); e inoltre che le pro-

TABELLA VI. — *Attenuazioni di schermatura (in decibel) di schermi di vari metalli e diverso spessore.*

f (Hz)	Ferro-silicio 0,4 mm	Acciaio 1,6 mm	Rame 0,8 mm	Piombo 13 mm	Ottone 6,5 mm	Alluminio 6,5 mm	Ghisa 6,5 mm	Mumetal 1,6 mm (trasformat. disturbatore)	Mumetal 1,6 mm (trasformat. disturbato)
50	4	6	4	4	10	12	12	30	36
100	5	6	5	7	12	17	13	28	37
200	4	6	8	10	16	20	16	29	36
400	4	7	12	16	22	26	24	29	35
800	4	7	18	24	30	32	41	30	34
1600	6	8	24	32	40	31	33	29	32
3200	6	6	26	22	30	20	20	22	26
6400	8	6	13	8	15	8	8	8	20

prietà magnetiche sono assai labili, potendo diminuire per urti, vibrazioni, incrudimenti di lavorazione, e così via, ma potendo pure migliorare, in seguito a laminazione a freddo come avviene per l'isoperm. Grosso modo, può dirsi che le più pregiate proprietà magnetiche si ottengono a spese della loro stabilità.

Si riportano ancora (tabella VI) da un articolo del Constable (16) i risultati di alcune prove di schermatura, eseguite da questo autore nella gamma delle frequenze acustiche, ma tuttavia non sistematicamente, su vari metalli e con diversi spessori di schermo. Le attenuazioni di schermatura sono espresse in decibel; il raggio medio degli schermi non è indicato, ma si può supporlo dell'ordine di alcuni centimetri.

Nelle ultime due colonne si confronta l'efficienza dello schermo di mumetal racchiudente il trasformatore disturbatore con quella dello

schermo racchiudente il trasformatore disturbato, e l'esperienza è a favore di quest'ultimo caso, probabilmente perchè allora il campo è più debole.

Gli schermi di mumetal sono stati sottoposti ad adatto trattamento termico dopo lavorazione, per eliminarne il rincrudimento dovuto a questa.

Per tutti gli schermi si nota un massimo di efficacia nella zona intermedia delle frequenze, con riduzione alle frequenze più basse e a quelle più alte; quest'ultima, se si spiega negli schermi di sostanze ferromagnetiche, appare assai strana negli altri, e tale da far dubitare dell'esattezza dei risultati sperimentali. Si vede poi che gli schermi sottili sono praticamente inefficienti, se si eccettuano quelli di rame e di mumetal; a parità di spessore, la ghisa e l'alluminio dànno risultati confrontabili su tutta la gamma, mentre l'ottone dà risultati migliori alle alte frequenze e peggiori alle basse. Naturalmente per spessori così rilevanti di ghisa si è nel dominio di schermatura elettromagnetica già dalle più basse frequenze. Occorre tuttavia rilevare che da prove così incomplete è pressochè impossibile trarre conclusioni sistematiche.

Mi è gradito il dovere di ringraziare la direzione della S.A.F.A.R. per aver autorizzato la pubblicazione del presente lavoro e l'ing. M. Federici per avermene dato l'occasione, nonchè i mezzi per svolgere la parte sperimentale.

APPENDICE I.

a) Richiami delle definizioni di magnetostatica (1) (25). — S'indicano con:

$$\mathbf{H}\ (X,\ Y,\ Z)\ \ (\mathrm{Asp/m})$$

il vettore campo magnetico e le sue tre componenti secondo una terna di assi cartesiani ortogonali x, y, z; con:

$$\mathbf{J}\ (A,\ B,\ C)\ \ (\mathrm{Wb/m^2})$$

il vettore intensità di magnetizzazione e le sue tre componenti.

Si definiscono:

1) Un terzo vettore, l'induzione, che ha la proprietà di essere solenoidale:

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{J} = \frac{\partial \Phi}{\partial S} \quad (\mathrm{Wb/m^2});$$

2) la densità volumetrica di magnetismo (riferita al volume elementare):

$$\rho = -\operatorname{div} \mathbf{J} = -\left(\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{\partial B}{\partial y} + \frac{\partial C}{\partial z}\right) \quad (\mathrm{Wb/m^3})\ ;$$

3) la densità superficiale di magnetismo (riferita alla superficie elementare e orientata; ϑ è l'angolo fra la normale uscente dall'elemento di superficie e la direzione di **J**):

$$\sigma = \mathbf{J} \cos \vartheta \quad (\mathrm{Wb/m^2}) \; ;$$

4) il momento magnetico dell'elemento di volume, orientato secondo **J** (dipolo magnetico elementare di lunghezza dl):

$$d\,\mathbf{M} = \mathbf{J}\, dv = m\, \mathbf{dl} \quad (\mathrm{Wb \cdot m}).$$

Nell'ultima espressione, $m = \Phi$ è la massa magnetica dell'elemento, eguale al flusso d'induzione uscente da esso.

È un dato sperimentale che le azioni magnetiche si trasmettono come forze centrali. Allora **H** dipende da un potenziale magnetico V, scalare, newtoniano, funzione di σ e ρ ed espresso in amperspire; le componenti di **H** sono:

$$X = -\frac{\partial V}{\partial x} \; ; \quad Y = -\frac{\partial V}{\partial y} \; ; \quad Z = -\frac{\partial V}{\partial z} \; .$$

Si ponga ora l'ipotesi che in un mezzo omogeneo la distribuzione delle masse magnetiche sia funzione soltanto del campo totale (comprensivo quindi anche della reazione delle masse magnetiche libere, che di solito dà luogo a un campo opposto, detto perciò smagnetizzante); sia cioè imposto il campo esterno (per esempio il campo dovuto a un forte elettromagnete in corrente continua) ma non vi siano masse magnetiche « rigide », cioè indipendenti dal campo esterno. Si supponga ancora che la funzione che lega le masse al campo sia una semplice proporzionalità, cioè:

$$\mathbf{J} = \varkappa\, \mathbf{H} \, ,$$

ove $\varkappa$ è una costante (suscettività magnetica) avente le dimensioni fisiche della permeabilità; essa è positiva e molto maggiore di μ_0 nelle sostanze ferromagnetiche ([17]).

Nell'ipotesi posta di proporzionalità, **H**, **J** e **B** sono paralleli, ed è:

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{J} = \mathbf{H}\,(\mu_0 + \varkappa) = \mu\, \mathbf{H} \, .$$

È implicita l'assenza d'isteresi che darebbe luogo a un ritardo fra **B** e **H**.

È facile vedere che la distribuzione delle masse magnetiche in un mezzo omogeneo, nelle ipotesi poste, è tutta superficiale perchè $\rho = = \mathrm{div}\, \mathbf{J} = 0$. Infatti per la supposta proporzionalità, essendo **B** solenoidale, tali sono pure in un mezzo omogeneo **H** e **J**, sicchè div $\mathbf{J} = 0$. Sempre

([17]) Nelle sostanze paramagnetiche ma non ferromagnetiche $\varkappa$ è positivo ma di solito minore di μ_0; in quelle diamagnetiche è negativo, e pure minore di μ_0 in modulo. Le sostanze ferromagnetiche sono un caso particolare delle diamagnetiche, l'unico che abbia importanza tecnica.

per la supposta proporzionalità fra **J** e **H**, cioè ordinatamente fra A e X, fra B e Y, C e Z, ed essendo div **J** = div **H** = 0, è poi anche:

$$\operatorname{div} \mathbf{H} = \frac{\partial X}{\partial x} + \frac{\partial Y}{\partial y} + \frac{\partial Z}{\partial z} = 0\ ;$$

cioè:

$$\Delta_2 V = 0.$$

Si considerino ora due mezzi separatamente omogenei, 1 e 2, soggetti a un campo uniforme $\mathbf{H}_e$ e divisi da una superficie chiusa. Sulla faccia di questa rivolta verso il mezzo 1 esiste una distribuzione superficiale di magnetismo libero di densità:

$$\sigma_1 = \mathbf{J}_1 \cos i_1 = A_1\,\alpha_1 + B_1\,\beta_1 + C_1\,\gamma_1 = \varkappa_1\,(X_1\,\alpha_1 + Y_1\,\beta_1 + Z_1\,\gamma_1) = $$
$$= \varkappa_1 \frac{\partial V_1}{\partial n_1}\ .$$

Sull'altra faccia, analogamente, esiste una distribuzione:

$$\sigma_2 = \varkappa_2 \frac{\partial V_2}{\partial n_2}\ .$$

Sulla superficie di separazione per continuità $V_1 = V_2 = V$.

Per la solenoidalità di **B** attraverso la superficie di separazione, su di essa la distribuzione di masse libere è tale che:

$$\sigma_1 + \mu_0 \frac{\partial V_1}{\partial n_1} + \sigma_2 + \mu_0 \frac{\partial V_2}{\partial n_2} = 0\ .$$

Infatti, poichè le σ dànno luogo a forze normali, le componenti normali attraverso la superficie debbono verificare la:

$$\mathbf{B}_1 \cos i_1 + \mathbf{B}_2 \cos i_2 = (\mathbf{J}_1 + \mu_0\,\mathbf{H}_1) \cos i_1 + (\mathbf{J}_2 + \mu_0\,\mathbf{H}_2) \cos i_2 = 0.$$

Quest'ultima equivale alla precedente ed è l'equazione al limite; essa può pure scriversi:

$$(\varkappa_1 + \mu_0) \frac{\partial V_1}{\partial n_1} + (\varkappa_2 + \mu_0) \frac{\partial V_2}{\partial n_2} = \mu_1 \frac{\partial V_1}{\partial n_1} + \mu_2 \frac{\partial V_2}{\partial n_2} = 0\ .$$

D'altra parte le componenti tangenziali di **H**, per la ragione detta sopra, sono continue attraverso la superficie, sicchè:

$$\mathbf{H}_1 \operatorname{sen} i_1 = \mathbf{H}_2 \operatorname{sen} i_2\ ; \quad \frac{\mathbf{H}_1}{\beta_1} \tan i_1 = -\frac{\mathbf{H}_2}{\beta_2} \tan i_2\ ; \quad \frac{\tan i_1}{\tan i_2} = -\frac{\mu_2}{\mu_1}\ .$$

Le linee di forza, attraversando la superficie di separazione, si rifrangono, cioè si spezzano, allungando il percorso nel mezzo più permeabile e accorciandolo nel mezzo meno permeabile.

Le tre condizioni:

$$\begin{cases} \Delta_2 V = 0 \\ \mu_1 \dfrac{\partial V_1}{\partial n_1} + \mu_2 \dfrac{\partial V_2}{\partial n_2} = 0 \\ V_1 = V_2 = V \text{ sulla superficie} \end{cases}$$

caratterizzano il potenziale cercato.

Se si trova un valore di questo potenziale si ammette (principio di Dirichlet) che tale valore sia unico, cioè che una soluzione trovata sia senz'altro la soluzione del problema. Essa si trova per tentativi dalle equazioni di condizione.

b) Sfera massiccia di sostanza ferromagnetica, immersa in un campo uniforme. — Siano R_1 e μ il raggio e la permeabilità assoluta della sfera; si studiano le distribuzioni del campo all'interno e all'esterno di essa.

Il campo **H** sia forzato. Si scelga l'asse x orientato secondo **H** e l'origine delle coordinate coincidente col centro della sfera. La distribuzione è evidentemente simmetrica di rivoluzione attorno all'asse x.

Esternamente alla sfera in una direzione qualunque e a distanza r dal centro, il potenziale è:

[1] $$V_e = -\mathbf{H}r\cos\vartheta + \frac{\mu-\mu_0}{\mu+2\mu_0}\frac{R_1^3}{r^2}\mathbf{H}\cos\vartheta \qquad (r \geq R_1);$$

internamente alla sfera è ([18]):

[2] $$V_i = -\mathbf{H}r\cos\vartheta + \frac{\mu-\mu_0}{\mu+2\mu_0}\mathbf{H}r\cos\vartheta = -\frac{3\mu_0}{\mu+2\mu_0}\mathbf{H}r\cos\vartheta =$$
$$= -\frac{3\mu_0}{\mu+2\mu_0}\mathbf{H}x \qquad (r \leq R_1).$$

Infatti:

A) per $r = R_1$, $V_e = V_i$;

B) $\Delta_2 V_e = 0$, $\Delta_2 V_i = 0$; la constatazione è immediata per V_i e per il primo termine di V_e; quanto al secondo termine di V_e, esso è il potenziale di un dipolo a pura distribuzione superficiale di masse magnetiche (perchè div $\mathbf{J} = 0$), sicchè è verificata l'equazione di Laplace.

C) L'equazione al limite (sulla superficie di separazione):

[3] $$\mu\frac{\partial V_1}{\partial r} = \mu_0\frac{\partial V_2}{\partial r} \qquad (r = R_1)$$

([18]) Manca il termine in $\frac{1}{r^2}$ perchè altrimenti al centro della sfera V_i sarebbe infinito.

è soddisfatta identicamente come può vedersi derivando le [1] e [2]. Le tre condizioni indicate nel paragrafo precedente per il potenziale sono dunque tutte soddisfatte, e pertanto la [1] e la [2] sono le espressioni cercate del potenziale.

Il campo interno alla sfera è uniforme perchè **J** è proporzionale a **H** per ipotesi e $\rho = 0$; esso risulta dal campo forzato **H** e dal campo smagnetizzante dovuto a **J**. Essendo uniforme il campo in direzione di x, è:

[4] $$\mathbf{H}_i = -\frac{\partial V_i}{\partial x} = \frac{3\,\mu_0}{\mu + 2\,\mu_0}\,\mathbf{H}\,.$$

[5] $$\mathbf{J} = \varkappa\,\mathbf{H}_i = (\mu - \mu_0)\,\mathbf{H}_i = 3\,\mu_0\,\frac{\mu - \mu_0}{\mu + 2\,\mu_0}\,\mathbf{H}\,.$$

Il campo smagnetizzante dovuto a **J** è dunque:

[6] $$\mathbf{H} - \mathbf{H}_i = \frac{\mu - \mu_0}{\mu + 2\,\mu_0}\,\mathbf{H} = \frac{\mu - \mu_0}{3\,\mu_0}\,\mathbf{H}_i = \frac{\varkappa\,\mathbf{H}_i}{3\,\mu_0} = \frac{\mathbf{J}}{3\,\mu_0}\,.$$

Sicchè uno strato superficiale di densità $\sigma = \mathbf{J}\cos\vartheta$ (cioè uniforme sulla proiezione della sfera in piano normale a **H**) produce internamente alla sfera un campo opposto a **H** (smagnetizzante) pure uniforme, eguale in valore a $\mathbf{J}/(3\,\mu_0)$ che si sovrappone al campo imposto **H** dando $\mathbf{H}_i$.

Questo campo interno risultante è eguale al massimo ad **H** (per permeabilità relativa unitaria, cioè in assenza della sfera) e decresce col crescere della permeabilità relativa, annullandosi se questa raggiunge l'infinito. L'induzione invece, uniforme anch'essa internamente alla sfera, vi assume il valore:

$$\mathbf{B}_i = \mu\,\mathbf{H}_i = \mu\,\frac{3\,\mu_0}{\mu + 2\,\mu_0}\,\mathbf{H}\,.$$

Essa cresce quindi da $\mu_0\mathbf{H}$ a $3\mu_0\mathbf{H}$ col crescere della permeabilità relativa da uno a infinito. B_i dipende dunque scarsamente dal valore della permeabilità; l'addensamento delle linee d'induzione dovuto alla presenza della sfera ad alta permeabilità, tende al triplo del valore che si avrebbe in assenza della sfera stessa: e si noti che, avendo supposto costante μ, a questa conclusione si giunge nell'ipotesi che non siano presenti fenomeni di saturazione.

La componente radiale del campo fuori della sfera è:

[7] $$\mathbf{H}_r = -\frac{\partial V_e}{\partial r} = \left[\mathbf{H} + 2\,\frac{\mu - \mu_0}{\mu + 2\,\mu_0}\left(\frac{R_1}{r}\right)^3\mathbf{H}\right]\cos\vartheta =$$

$$= \frac{\mu + 2\,\mu_0 + 2\,(\mu - \mu_0)\,(R_1/r)^3}{\mu + 2\,\mu_0}\,\mathbf{H}\cos\vartheta\,.$$

Essa risulta dal campo uniforme forzato **H** cos ϑ e dal campo dovuto al dipolo di momento **M** ([19]). Si cerca l'espressione di quest'ultima. Poichè, per l'uniformità di **J**:

$$\mathbf{M} = \int_v \mathbf{J} dv = \mathbf{J} v = \frac{4}{3} \pi R_1^3 \mathbf{J}$$

(dove **J** è dato dalla formola [5]), risulta:

[8] $$\mathbf{M} = 4 \pi R_1^3 \mu_0 \frac{\mu - \mu_0}{\mu + 2 \mu_0} \mathbf{H} .$$

Il campo dovuto a tale dipolo $\frac{\mathbf{M}}{4 \pi \mu_0} \frac{\cos \vartheta}{r^3}$ si annulla per $\mu = \mu_0$; per $\mu/\mu_0 = \infty$, esso è al massimo doppio di **H** (sull'asse e per $x = R_1$), diminuendo poi rapidamente al crescere di x, sicchè il campo risultante è al massimo triplo di quel che sarebbe in assenza della sfera; $\mathbf{B}_e \leqq 3 \mu_0 \mathbf{H}$ sulla superficie, decrescendo poi al crescere di x. Data l'espressione trovata di **M**, la [1] si scrive pure:

[1₁] $$V_e = - \mathbf{H} r \cos \vartheta + \frac{\mathbf{M}}{4 \pi \mu_0} \frac{\cos \vartheta}{r^2} .$$

Fuori dell'asse il campo si riduce secondo la proiezione di x sul raggio; questa si compone poi con la componente tangenziale. In conclusione, sull'asse il campo di reazione è concorde col campo forzato, lontano dall'asse è invece opposto; si ha così l'apparente concentrazione delle linee d'induzione verso la sfera.

c) Cilindro infinito massiccio di sostanza ferromagnetica, immerso in un campo uniforme **H** *normale all'asse.* — Si conduce lo stesso studio sul cilindro. Si fa coincidere l'asse del cilindro con l'asse z. Evidentemente la distribuzione è uniforme rispetto a z (indipendente da z).

Si consideri la lunghezza unitaria secondo z per il calcolo del volume, della superficie, e di **M**. La trattazione è analoga; si riportano le formole corrispondenti. La distribuzione in qualsiasi sezione parallela al piano xy è eguale a quella in un piano diametrale della sfera, che contenga l'asse x.

[1'] $$V_e = - \mathbf{H} r \cos \vartheta + \frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0} \frac{R_1^2}{r} \mathbf{H} \cos \vartheta$$

[2'] $$V_i = - \frac{2 \mu_0}{\mu + \mu_0} \mathbf{H} r \cos \vartheta = - \frac{2 \mu_0}{\mu + \mu_0} \mathbf{H} x$$

([19]) Si veda in sèguito, alla fine dell'appendice II, dopo la formola 46, l'espressione del momento di un dipolo uniforme elettromagnetico.

[3′] $$\mu \frac{\partial V_i}{\partial r} = \mu_0 \frac{\partial V_e}{\partial r}$$

[4′] $$\mathbf{H}_i = -\frac{\partial V_i}{\partial x} = \frac{2\,\mu_0}{\mu + \mu_0}\,\mathbf{H}$$

[5′] $$\mathbf{J} = \varkappa\,\mathbf{H}_i = (\mu - \mu_0)\,\mathbf{H}_i = 2\,\mu_0 \frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0}\,\mathbf{H}$$

[6′] $$\mathbf{H} - \mathbf{H}_i = \frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0}\,\mathbf{H}$$

[7′] $$\mathbf{H}_r = -\frac{\partial V_e}{\partial r} = \left[\frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0}\left(\frac{R_1}{r}\right)^2 + 1\right]\mathbf{H}\cos\vartheta$$

[8′] $$\mathbf{M} = 2\,\pi\,R_1^2\,\mu_0 \frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0}\,\mathbf{H}\,.$$

d) *Sfera cava di sostanza ferromagnetica, immersa in un campo uniforme esterno.* — Si considerino due superfici sferiche concentriche, f_1 e F_1, di raggi rispettivamente r_1 e R_1 ($r_1 < R_1$), che dividano lo spazio in tre regioni separatamente omogenee, quella interna e quella esterna di permeabilità assoluta μ_0, quella intermedia di permeabilità assoluta μ. Introducendo ora i simboli $\mathbf{h}_{i_1}$ e $\mathbf{H}_{i_1}$ (riferentisi rispettivamente a f_1 e F_1), le masse magnetiche che il campo imposto $\mathbf{H}$ localizza sulla superficie esterna F_1 dànno luogo, in un punto P esterno ad essa distante genericamente r dal centro delle sfere, a un campo di reazione che per la [7] è:

$$\mathbf{H}_F = 2\,\frac{\mu - \mu_0}{\mu + 2\,\mu_0}\left(\frac{R_1}{r}\right)^3 \mathbf{H} = 2\,\mathbf{H}_{i_1}\left(\frac{R_1}{r}\right)^3,$$

e di cui le componenti radiale e tangenziale sono rispettivamente:

$$\mathbf{H}_F \cos\vartheta\ , \quad \mathbf{H}_F\,\frac{\operatorname{sen}\vartheta}{2}\ ;$$

e in un punto interno a un altro campo di reazione, uniforme, che per la [6] è:

$$-\frac{\mu - \mu_0}{\mu + 2\,\mu_0}\,\mathbf{H} = -\,\mathbf{H}_{i_1}\,.$$

Analogamente, se s'indica con u un coefficiente che per ora è incognito, le masse localizzate sulla superficie interna dànno luogo a un campo di reazione esterno:

$$2\,u\left(\frac{r_1}{r}\right)^3 \mathbf{H} = 2\,\mathbf{h}_{i_1}\left(\frac{r_1}{r}\right)^3;$$

e a un campo interno:

$$-\,u\,\mathbf{H} = -\,\mathbf{h}_{i_1}\,.$$

Allora in ogni punto P dello spazio agiscono: il campo imposto $\mathbf{H}$, uniforme; il campo dovuto alle masse localizzate sulla o sulle superfici rispetto a cui P è interno, $-\mathbf{H}_{i_1}$, $-\mathbf{h}_{i_1}$, pure uniforme; il campo dovuto alle masse localizzate sulla o sulle superfici rispetto a cui P è esterno (campi di dipoli).

S'introducano ora le $\mathbf{H}_{t_0}$ $\mathbf{H}_{t_1}$ $\mathbf{H}_{t_2}$, risultanti dei primi due campi uniformi anzidetti, rispettivamente nelle tre regioni dello spazio.

Allora le espressioni del potenziale nelle tre regioni si scrivono ordinatamente:

$$[9]\quad \begin{cases} V_i = -\left(r - \dfrac{\mu - \mu_0}{\mu + 2\,\mu_0}\, r - ur\right) \mathbf{H} \cos\vartheta = -r\, \mathbf{H}_{t_0} \cos\vartheta \quad (r \leq r_1) \\[2ex] V_1 = -\left(r - \dfrac{\mu - \mu_0}{\mu + 2\,\mu_0}\, r - u\,\dfrac{r_1^{\,3}}{r^2}\right) \mathbf{H} \cos\vartheta = \\[2ex] \qquad = -\left(r\, \mathbf{H}_{t_1} - \mathbf{h}_{i_1} \dfrac{r_1^{\,3}}{r^2}\right) \cos\vartheta \qquad (r_1 \leq r \leq R_1) \\[2ex] V_e = -\left(r - \dfrac{\mu - \mu_0}{\mu + 2\,\mu_0}\, \dfrac{R_1^{\,3}}{r^2} - u\, \dfrac{r_1^{\,3}}{r^2}\right) \mathbf{H} \cos\vartheta = \\[2ex] \qquad = -\left(r\, \mathbf{H}_{t_2} - \mathbf{h}_{i_1} \dfrac{r_1^{\,3}}{r^2} - \mathbf{H}_{i_1} \dfrac{R_1^{\,3}}{r^2}\right) \cos\vartheta \quad (R_1 \leq r)\,, \end{cases}$$

dove ovviamente, indicando con $\mathbf{H}_i$ il campo più interno $\mathbf{H}_{t_0}$, è:

$$[10]\quad \begin{cases} \mathbf{H}_{t_0} = \mathbf{H}_i = \mathbf{H} - \mathbf{H}_{i_1} - \mathbf{h}_{i_1} \\ \mathbf{H}_{t_1} = \mathbf{H} - \mathbf{H}_{i_1} \\ \mathbf{H}_{t_2} = \mathbf{H}\,. \end{cases}$$

Le equazioni [9] debbono soddisfare alle note tre condizioni imposte per il potenziale. La condizione di continuità della V attraverso le superfici è subito verificata tenendo presenti le [10]; l'equazione di Laplace è soddisfatta come nel caso della sfera massiccia, perchè anche qui non esistono masse interne libere ($\rho = 0$); l'ultima condizione, dividendo per il fattore $-\cos\vartheta$, si esprime con le equazioni:

$$\begin{cases} \mu_0 \dfrac{\partial V_i}{\partial r} = \mu \dfrac{\partial V_1}{\partial r} \qquad (r = r_1) \\[2ex] \mu \dfrac{\partial V_1}{\partial r} = \mu_0 \dfrac{\partial V_2}{\partial r} \qquad (r = R_1) \end{cases}$$

cioè:

$$[11]\quad \begin{cases} \mu_0\, \mathbf{H}_i = \mu\, (\mathbf{H}_{t_1} + 2\, \mathbf{h}_{i_1}) \\[1ex] \mu \left[\mathbf{H}_{t_1} + 2\, \mathbf{h}_{i_1} \left(\dfrac{r_1}{R_1}\right)^3 \right] = \mu_0 \left[\mathbf{H} + 2\, \mathbf{h}_{i_1} \left(\dfrac{r_1}{R_1}\right)^3 + 2\, \mathbf{H}_{i_1} \right]. \end{cases}$$

Eliminando $\mathbf{H}_{l1}$ per mezzo della seconda delle [10], le [11] costituiscono un sistema di due equazioni lineari non omogenee, compatibili e indipendenti, fra le due incognite $\mathbf{h}_{i1}$ e $\mathbf{H}_{i1}$, che può esser risolto rispetto a queste; la prima delle [10] permette di calcolare allora la grandezza che interessa, cioè il campo interno $\mathbf{H}_i$, in funzione del campo imposto $\mathbf{H}$, della permeabilità relativa dello schermo e del rapporto dei raggi delle due superfici.

Eseguito il calcolo e introducendo i simboli $p_1 = \left(\frac{r_1}{R_1}\right)^3$, $m_1 = 1 - p_1$, il rapporto fra il campo interno in presenza della sfera cava e il campo imposto (effetto schermante) è dato da:

[12] $$\frac{\mathbf{H}}{\mathbf{H}_i} = \frac{1}{S_1} = 1 + \frac{2}{9}\left(\sqrt{\frac{\mu}{\mu_0}} - \sqrt{\frac{\mu_0}{\mu}}\right)^2 (1 - p_1) \cong$$

$$\cong 1 + \frac{2}{9}\frac{\mu}{\mu_0}\,(1 - p_1) \cong 1 + \frac{2}{3}\frac{\mu}{\mu_0}\frac{d}{R_1} \qquad \left(\begin{matrix}\mu \gg \mu_0 \\ d \ll R_1\end{matrix}\right).$$

L'ultima formola, nella quale d è lo spessore, vale con buona approssimazione per schermi con alta permeabilità e di basso spessore relativo (schermi geometricamente sottili).

Nelle ipotesi poste risulta naturalmente $\mathbf{H}_i < \mathbf{H}$; cioè la presenza della sfera cava dà luogo, nel suo interno, a un campo più debole di quello $\mathbf{H}$ che vi sarebbe in assenza della sfera, ovvero il campo esterno risulta ivi (più o meno efficacemente) schermato; e ciò, non perchè la presenza dello schermo indebolisca od ostacoli il campo $\mathbf{H}$, ma anzi perchè, grazie alla sua elevata suscettività, lo schermo stesso si ricopre sulle superfici di masse magnetiche libere che addensano le linee d'induzione nel suo spessore e, creando nel suo interno un campo opposto a quello forzato, le diradano nello spazio interno.

All'esterno, se lo schermo ha spessore relativo e permeabilità elevate, la modificazione prodotta sul campo è assai prossima a quella prodotta da una sfera massiccia, come del resto è intuitivo.

Poichè si giunge, come si vedrà nei prossimi paragrafi, a formole perfettamente simmetriche rispetto all'ordine delle superfici, le funzioni di spazio disturbato dal campo $\mathbf{H}$ (esterno) e spazio schermato (interno) possono scambiarsi fra loro e valgono ancora le medesime formole, a condizione tuttavia di ammettere al centro un punto di singolarità; in tale punto si troverà il dipolo (bobina), di dimensioni trascurabili rispetto a quelle dello schermo, che genera il campo imposto $\mathbf{H}$.

e) Cilindro cavo indefinito di sostanza ferromagnetica, immerso in un campo esterno $\mathbf{H}$ *uniforme e normale all'asse.* — Ragionamenti analoghi si applicano al caso di uno schermo cilindrico cavo con l'asse ortogonale al campo, similmente al caso già trattato del cilindro massiccio.

Si ha infatti, con le stesse limitazioni della trattazione accennata, ponendo $q_1 = \left(\frac{r_1}{R_1}\right)^2$ e $n_1 = 1 - q_1$ e tenendo ancora valide le [10]:

$$[9'] \quad \begin{cases} V_i = -\left(r - \frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0} r - u\, r\right) \mathbf{H} \cos \vartheta = -r\, \mathbf{H}_{t_0} \cos \vartheta \quad (r \leq r_1) \\ V_1 = -\left(r - \frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0} r - u \frac{r_1^2}{r}\right) \mathbf{H} \cos \vartheta = \\ \qquad = -r\left(\mathbf{H}_{t_1} - \frac{r_1^2}{r} \mathbf{h}_{i1}\right) \cos \vartheta \qquad (r_1 \leq r \leq R_1) \\ V_e = -\left(r - \frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0} \frac{R_1^2}{r} - u \frac{r_1^2}{r}\right) \mathbf{H} \cos \vartheta = \\ \qquad = -r\left(\mathbf{H}_{t_2} - \frac{r_1^2}{r} \mathbf{h}_{i1} - \frac{R_1^2}{r} \mathbf{H}_{i1}\right) \cos \vartheta \qquad (R_1 \leq r) \end{cases}$$

$$[11'] \quad \begin{cases} \mu_0 \mathbf{H}_i = \mu\, (\mathbf{H}_{t_1} + \mathbf{h}_{t_1}) \\ \mu \left[\mathbf{H}_{t_1} + \mathbf{h}_{i1} \left(\frac{r_1}{R_1}\right)^2 \right] = \mu_0 \left[\mathbf{H} + \mathbf{h}_{i1} \left(\frac{r_1}{R_1}\right)^2 + \mathbf{H}_{i1} \right] \end{cases}$$

$$[12'] \quad \frac{\mathbf{H}}{\mathbf{H}_i} = \frac{1}{S_1} = 1 + \frac{1}{4}\left(\sqrt{\frac{\mu}{\mu_0}} - \sqrt{\frac{\mu_0}{\mu}}\right)^2 (1 - q_1) \simeq$$

$$\simeq 1 + \frac{1}{4} \frac{\mu}{\mu_0} (1 - q_1) \simeq 1 + \frac{1}{2} \frac{\mu}{\mu_0} \frac{d}{R_1} \qquad \left(\begin{matrix} \mu \gg \mu_0 \\ d \ll R_1 \end{matrix}\right).$$

f) Schermi multipli concentrici sferici e cilindrici, immersi in un campo esterno uniforme **H** *(normale all'asse dei cilindri)*. — L'estensione della trattazione a due o tre schermi concentrici non offre alcuna differenza concettuale. Si tratta il caso di tre sfere concentriche e di tre cilindri coassiali. Le superfici di separazione sono sei e dividono lo spazio in sette regioni; occorre dunque scrivere sette equazioni del potenziale, il quale deve soddisfare alle tre note condizioni in ciascuna regione ed essere eguale ai limiti.

Si indicano con r_1, R_1, r_2, R_2, r_3, R_3, $\mathbf{h}_{i1}$, $\mathbf{H}_{i1}$, $\mathbf{h}_{i2}$, $\mathbf{H}_{i2}$, $\mathbf{h}_{i3}$, $\mathbf{H}_{i3}$, i raggi interni ed esterni dei tre schermi, ordinatamente dal più interno, e i campi dovuti alle masse magnetiche localizzate su ciascuna delle sei superfici; con V_i, V_1, V_{i2}, V_2, V_{i3}, V_3, V_e, i potenziali nelle sette regioni; con μ_1, μ_2, μ_3, le permeabilità assolute dei tre schermi (supposte differenti fra loro), e con μ_0 la permeabilità assoluta dei quattro spazi vuoti.

In un punto P distante r dal centro delle sfere il campo è dovuto: al campo imposto uniforme, **H**; ai campi $\mathbf{h}_{iq}$, $\mathbf{H}_{iq}$, dovuti alle masse localizzate su tutte le superfici rispetto a cui P è interno, pure uni-

formi; ai campi dovuti alle masse localizzate su tutte le superfici rispetto a cui P è esterno (campi di dipoli).

In analogia con la trattazione precedente le risultanti dei due gruppi di campi uniformi sono (indicando con $\mathbf{H}_{t0}$, $\mathbf{H}_{t12}$, $\mathbf{H}_{t23}$, $\mathbf{H}_{t4}$ i campi nell'aria e con $\mathbf{H}_{t1}$, $\mathbf{H}_{t2}$, $\mathbf{H}_{t3}$ i campi negli schermi):

[13]
$$\begin{cases} \mathbf{H}_{t0} = \mathbf{H}_i = \mathbf{H} - \mathbf{H}_{i3} - \mathbf{h}_{i3} - \mathbf{H}_{i2} - \mathbf{h}_{i2} - \mathbf{H}_{i1} - \mathbf{h}_{i1} \\ \mathbf{H}_{t1} = \mathbf{H} - \mathbf{H}_{i3} - \mathbf{h}_{i3} - \mathbf{H}_{i2} - \mathbf{h}_{i2} - \mathbf{H}_{i1} \\ \mathbf{H}_{t12} = \mathbf{H} - \mathbf{H}_{i3} - \mathbf{h}_{i3} - \mathbf{H}_{i2} - \mathbf{h}_{i2} \\ \mathbf{H}_{t2} = \mathbf{H} - \mathbf{H}_{i3} - \mathbf{h}_{i3} - \mathbf{H}_{i2} \\ \mathbf{H}_{t23} = \mathbf{H} - \mathbf{H}_{i3} - \mathbf{h}_{i3} \\ \mathbf{H}_{t3} = \mathbf{H} - \mathbf{H}_{i3} \\ \mathbf{H}_{t4} = \mathbf{H}\,. \end{cases}$$

I potenziali nelle sette regioni sono:

[14]
$$\begin{cases} V_i = -\mathbf{H}_i r \cos\vartheta = -\mathbf{H}_i\, x & (r \leq r_1) \\ V_1 = -\left(\mathbf{H}_{t1}\, r - \mathbf{h}_{i1} \dfrac{r_1^{\,3}}{r^2}\right)\cos\vartheta & (r_1 \leq r \leq R_1) \\ V_{12} = -\left(\mathbf{H}_{t12}\, r - \mathbf{h}_{i1} \dfrac{r_1^{\,3}}{r^2} - \mathbf{H}_{i1} \dfrac{R_1^{\,3}}{r^2}\right)\cos\vartheta & (R_1 \leq r \leq r_2) \\ V_2 = -\left(\mathbf{H}_{t2}\, r - \mathbf{h}_{i1} \dfrac{r_1^{\,3}}{r^2} - \mathbf{H}_{i1} \dfrac{R_1^{\,3}}{r^2} - \mathbf{h}_{i2} \dfrac{r_2^{\,3}}{r^2}\right)\cos\vartheta & (r_2 \leq r \leq R_2) \\ V_{23} = -\left(\mathbf{H}_{t23}\, r - \mathbf{h}_{i1} \dfrac{r_1^{\,3}}{r^2} - \mathbf{H}_{i1} \dfrac{R_1^{\,3}}{r^2} - \mathbf{h}_{i2} \dfrac{r_2^{\,3}}{r^2} - \mathbf{H}_{i2} \dfrac{R_2^{\,3}}{r^2}\right)\cos\vartheta & \\ & (R_2 \leq r \leq r_3) \\ V_3 = -\left(\mathbf{H}_{t3} r - \mathbf{h}_{i1} \dfrac{r_1^{\,3}}{r^2} - \mathbf{H}_{i1} \dfrac{R_1^{\,3}}{r^2} - \mathbf{h}_{i2} \dfrac{r_2^{\,3}}{r^2} - \mathbf{H}_{i2} \dfrac{R_2^{\,3}}{r^2} - \right. & \\ \qquad \left. - \mathbf{h}_{i3} \dfrac{r_3^{\,3}}{r^2}\right)\cos\vartheta & (r_3 \leq r \leq R_3) \\ V_e = -\left(\mathbf{H} r - \mathbf{h}_{i1} \dfrac{r_1^{\,3}}{r^2} - \mathbf{H}_{i1} \dfrac{R_1^{\,3}}{r^2} - \mathbf{h}_{i2} \dfrac{r_2^{\,3}}{r^2} - \mathbf{H}_{i2} \dfrac{R_2^{\,3}}{r^2} - \mathbf{h}_{i3} \dfrac{r_3^{\,3}}{r^2} - \right. & \\ \qquad \left. - \mathbf{H}_{i3} \dfrac{R_3^{\,3}}{r^2}\right)\cos\vartheta & (R_3 \leq r)\,. \end{cases}$$

Queste equazioni soddisfano sia alle condizioni di continuità, sia alla condizione di Laplace; le sei condizioni di solenoidalità di **B** attraverso le sei superfici si scrivono poi (a meno del fattore comune — cos ϑ):

$$
[15]\quad \left\{
\begin{aligned}
& \mu_0 \mathbf{H}_i = \mu_1 (\mathbf{H}_{t1} + 2\,\mathbf{h}_{i1}) && (r = r_1) \\
& \mu_1 \left[\mathbf{H}_{t1} + 2\,\mathbf{h}_{i1} \left(\frac{r_1}{R_1}\right)^3 \right] = \mu_0 \left[\mathbf{H}_{t12} + 2\,\mathbf{h}_{i1} \left(\frac{r_1}{R_1}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i1} \right] && (r = R_1) \\
& \mu_0 \left[\mathbf{H}_{t12} + 2\,\mathbf{h}_{i1} \left(\frac{r_1}{r_2}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i1} \left(\frac{R_1}{r_2}\right)^3 \right] = \\
& \qquad = \mu_2 \left[\mathbf{H}_{t2} + 2\,\mathbf{h}_{i1} \left(\frac{r_1}{r_2}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i1} \left(\frac{R_1}{r_2}\right)^3 + 2\,\mathbf{h}_{i2} \right] && (r = r_2) \\
& \mu_2 \left[\mathbf{H}_{t2} + 2\,\mathbf{h}_{i1} \left(\frac{r_1}{R_2}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i1} \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^3 + 2\,\mathbf{h}_{i2} \left(\frac{r_2}{R_2}\right)^3 \right] = \\
& \qquad = \mu_0 \left[\mathbf{H}_{t23} + 2\,\mathbf{h}_{i1} \left(\frac{r_1}{R_2}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i1} \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^3 + 2\,\mathbf{h}_{i2} \left(\frac{r_2}{R_2}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i2} \right] \\
& && (r = R_2) \\
& \mu_0 \left[\mathbf{H}_{t23} + 2\,\mathbf{h}_{i1} \left(\frac{r_1}{r_3}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i1} \left(\frac{R_1}{r_3}\right)^3 + 2\,\mathbf{h}_{i2} \left(\frac{r_2}{r_3}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i2} \left(\frac{R_2}{r_3}\right)^3 \right] = \\
& \qquad = \mu_3 \left[\mathbf{H}_{t3} + 2\,\mathbf{h}_{i1} \left(\frac{r_1}{r_3}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i1} \left(\frac{R_1}{r_3}\right)^3 + 2\,\mathbf{h}_{i2} \left(\frac{r_2}{r_3}\right)^3 + \right. \\
& \qquad \left. + 2\,\mathbf{H}_{i2} \left(\frac{R_2}{r_3}\right)^3 + 2\,\mathbf{h}_{i3} \right] && (r = r_3) \\
& \mu_3 \left[\mathbf{H}_{t3} + 2\,\mathbf{h}_{i1} \left(\frac{r_1}{R_3}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i1} \left(\frac{R_1}{R_3}\right)^3 + 2\,\mathbf{h}_{i2} \left(\frac{r_2}{R_3}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i2} \left(\frac{R_2}{R_3}\right)^3 + \right. \\
& \qquad \left. + 2\,\mathbf{h}_{i3} \left(\frac{r_3}{R_3}\right)^3 \right] = \mu_0 \left[\mathbf{H} + 2\,\mathbf{h}_{i1} \left(\frac{r_1}{R_3}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i1} \left(\frac{R_1}{R_3}\right)^3 + \right. \\
& \left. + 2\,\mathbf{h}_{i2} \left(\frac{r_2}{R_3}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i2} \left(\frac{R_2}{R_3}\right)^3 + 2\,\mathbf{h}_{i3} \left(\frac{r_3}{R_3}\right)^3 + 2\,\mathbf{H}_{i3} \right] && (r = R_3).
\end{aligned}
\right.
$$

Eliminando dalle [15] le $\mathbf{H}_t$ a mezzo delle [13] si giunge a sei equazioni lineari non omogenee, a coefficienti costanti, compatibili e indipendenti nelle sei incognite h_{i1}, H_{i1}, h_{i2}, H_{i2}, h_{i3}, H_{i3}; è possibile pertanto risolvere il sistema rispetto a queste incognite, in funzione di **H**, dei rapporti dei raggi e delle permeabilità assolute degli schermi.

Introducendo poi i dieci parametri (tutti minori dell'unità):

$$p_1 = \left(\frac{r_1}{R_1}\right)^3, \quad m_1 = 1 - p_1,$$

$$p_{12} = \left(\frac{R_1}{r_2}\right)^3, \quad m_{12} = 1 - p_{12},$$

$$p_2 = \left(\frac{r_2}{R_2}\right)^3, \quad m_2 = 1 - p_2,$$

$$p_{23} = \left(\frac{R_2}{r_3}\right)^3, \quad m_{23} = 1 - p_{23}.$$

$$p_3 = \left(\frac{r_3}{R_3}\right)^3, \quad m_3 = 1 - p_3,$$

si ricava (risolvendo rispetto a $\mathbf{H}/\mathbf{H}_i = 1/S_3$ [20] a mezzo della prima delle [13]):

[16] $$\frac{\mathbf{H}}{\mathbf{H}_i} = \frac{1}{S_3} = 1 + \frac{2}{9}\left(\sqrt{\frac{\mu}{\mu_0}} - \sqrt{\frac{\mu_0}{\mu}}\right)^2 \cdot$$

$$\cdot \left\{ 1 - p_1 p_2 p_3 + \left[\frac{(2\mu + \mu_0)(\mu + 2\mu_0)}{9\mu\mu_0}\right]^2 m_1 m_{12} m_2 m_{23} m_3 + \right.$$

$$+ \frac{(2\mu + \mu_0)(\mu + 2\mu_0)}{9\mu\mu_0}\left[(m_1 m_2 + m_1 m_3 - m_1 m_2 m_3) m_{12} + \right.$$

$$\left.\left. + (m_1 m_3 + m_2 m_3 - m_1 m_2 m_3) m_{23} - m_1 m_3 m_{12} m_{23}\right]\right\}.$$

Da questa si passa facilmente alla formola relativa a due schermi, ponendo $p_{23} = p_3 = 1$, $m_{23} = m_3 = 0$. Si ha:

[17] $$\frac{1}{S_2} = 1 + \frac{2}{9}\left(\sqrt{\frac{\mu}{\mu_0}} - \sqrt{\frac{\mu_0}{\mu}}\right)^2 \cdot$$

$$\cdot \left[1 - p_1 p_2 + \frac{(2\mu + \mu_0)(\mu + 2\mu_0)}{9\mu\mu_0} m_1 m_2 m_{12} \right].$$

Analogamente, ponendo $p_2 = 1$, $m_2 = 0$, si ritrova la [12].

Queste formole divengono più maneggevoli se si suppone che siano separatamente eguali fra loro gli spessori relativi degli schermi e quelli degli intervalli (col che divengono eguali fra loro tutte le p e le m a un

[20] Qui, come nella [12] e nel sèguito e come nella trattazione degli schermi cilindrici, si indica con $1/S_1$, $1/S_2$, $1/S_3$ l'effetto schermante rispettivamente di uno, due, tre schermi concentrici.

solo pedice e tutte le p e le m a pedice doppio), e inoltre che la permeabilità relativa degli schermi sia la stessa per tutti e molto maggiore dell'unità.

Le [16] e [17] divengono allora:

$$[16_1]\qquad \frac{1}{S_3} = 1 + \frac{2}{9}\frac{\mu}{\mu_0}(1 - p_1)\Big| 1 + p_1 + p_1^2 + \\ + \left(\frac{2}{9}\frac{\mu}{\mu_0}(1 - p_1)\right)^2 m_{12}^2 + \frac{2}{9}\frac{\mu}{\mu_0}(1 - p_1)(1 + 2p_1 - m_{12})\, m_{12}\Big|$$

$$[17_1]\qquad \frac{1}{S_2} = 1 + \frac{2}{9}\frac{\mu}{\mu_0}(1 - p_1)\Big| 1 + p_1 + \frac{2}{9}\frac{\mu}{\mu_0}(1 - p_1)\, m_{12}\Big| \qquad (\mu \gg \mu_0)\,.$$

che per schermi geometricamente sottili si possono scrivere, utilizzando la [12], sotto la forma approssimata ma espressiva:

$$[16_2]\qquad \frac{1}{S_3} \simeq \left(\frac{1}{S_1}\right)^3 (1 - p_{12})^2 + \left(\frac{1}{S_1}\right)^2 (1 - p_{12}^2)$$

$$[17_2]\qquad \frac{1}{S_2} \simeq \left(\frac{1}{S_1}\right)^2 m_{12} = \left(\frac{1}{S_1}\right)^2 (1 - p_{12}) \qquad \begin{pmatrix}\mu \gg \mu_0\\ d \ll R\end{pmatrix}.$$

Infine, sempre per schermi sottili e supponendo ancora di eguagliare lo spessore relativo degli schermi a quello degli intervalli [ottenendosi così la migliore utilizzazione del materiale (17)], si ha:

$$[16_3]\qquad \frac{1}{S_3} \simeq \left(\frac{1}{S_1}\right)^3 (1 - p_1)^2 + \left(\frac{1}{S_1}\right)^2 (1 - p_1^2)$$

$$[17_3]\qquad \frac{1}{S_2} \simeq \left(\frac{1}{S_1}\right)^2 (1 - p_1) \qquad \begin{pmatrix}\mu \gg \mu_0\\ d \ll R\end{pmatrix}.$$

Per gli schermi cilindrici la trattazione è analoga. Con gli stessi simboli ma ponendo:

$$q_1 = \left(\frac{r_1}{R_1}\right)^2, \qquad n_1 = 1 - q_1\,,$$

$$q_{12} = \left(\frac{R_1}{r_2}\right)^2, \qquad n_{12} = 1 - q_{12}\,,$$

$$q_2 = \left(\frac{r_2}{R_2}\right)^2, \qquad n_2 = 1 - q_2\,,$$

$$q_{23} = \left(\frac{R_2}{r_3}\right)^2, \qquad n_{23} = 1 - q_{23}\,,$$

$$q_3 = \left(\frac{r_3}{R_3}\right)^2, \qquad n_3 = 1 - q_3\,.$$

si hanno le formole correlative seguenti:

[16']
$$\frac{1}{S_3} = 1 + \left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\mu_0}} - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu_0}{\mu}}\right)^2 \Bigg[1 - q_1\, q_2\, q_3 + \\ + \left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\mu_0}} - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu_0}{\mu}}\right)^4 n_1\, n_{12}\, n_2\, n_{23}\, n_3 + \left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\mu_0}} + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu_0}{\mu}}\right)^2 \cdot \\ \cdot \Big((n_1\, n_2 + n_1\, n_3 - n_1\, n_2\, n_3)\, n_{12} + (n_1\, n_3 + n_2\, n_3 - n_1\, n_2\, n_3)\, n_{23} - \\ - n_1\, n_3\, n_{12}\, n_{23} \Big) \Bigg].$$

[17']
$$\frac{1}{S_2} = 1 + \left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\mu_0}} - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu_0}{\mu}}\right)^2 \cdot \\ \cdot \left[1 - q_1\, q_2 + \left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\mu_0}} + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu_0}{\mu}}\right)^2 n_1\, n_2\, n_{12} \right]$$

[16'₁]
$$\frac{1}{S_3} = 1 + \frac{1}{4}\frac{\mu}{\mu_0}(1 - q_1) \Bigg[1 + q_1 + q_1^2 + \\ + \left(\frac{1}{4}\frac{\mu}{\mu_0}(1 - q_1)\, n_{12}\right)^2 + \frac{1}{4}\frac{\mu}{\mu_0}(1 - q_1)\Big((1 + q_1)\, 2 n_{12} - n_{12}^2 \Big) \Bigg]$$

[17'₁]
$$\frac{1}{S_2} = 1 + \frac{1}{4}\frac{\mu}{\mu_0}\left[1 + q_1^2 + \frac{1}{4}\frac{\mu}{\mu_0}(1 - q_1)^2 n_{12} \right](1 - q_1)$$

$$(\mu \gg \mu_0)$$

[16'₂]
$$\frac{1}{S_3} = \left(\frac{1}{S_1}\right)^3 (1 - q_{12})^2 + \left(\frac{1}{S_1}\right)^2 (1 - q_{12}^2)$$

[17'₂]
$$\frac{1}{S_2} = \left(\frac{1}{S_1}\right)^2 (1 - q_{12}) \qquad \begin{pmatrix} \mu \gg \mu_0 \\ d \ll R \end{pmatrix}$$

[16'₃]
$$\frac{1}{S_3} = \left(\frac{1}{S_1}\right)^3 (1 - q_1)^2 + \left(\frac{1}{S_1}\right)^2 (1 - q_1^2)$$

[17'₃]
$$\frac{1}{S_2} = \left(\frac{1}{S_1}\right)^2 (1 - q_1) \qquad \begin{pmatrix} \mu \gg \mu_0 \\ d \ll R \end{pmatrix}.$$

APPENDICE II.

Le equazioni di Maxwell per campi sinusoidali si scrivono in forma vettoriale (a meno del fattore $e^{j\omega t}$):

$$[18] \quad \begin{cases} \operatorname{rot} \mathbf{E} = - j\,\omega\,\mu\,\mathbf{H} \\ \operatorname{rot} \mathbf{H} = (g + j\,\omega\,\varepsilon)\,\mathbf{E}\,, \end{cases}$$

nelle quali sono adottati i soliti simboli.

In un sistema di coordinate cilindriche, detta z la coordinata diretta secondo l'asse del cilindro, ρ quella diretta secondo il raggio vettore e φ la longitudine, cioè l'angolo diedro del piano contenente il raggio vettore e l'asse z e un piano di riferimento pure contenente l'asse z, le [18] si scompongono nelle sei seguenti:

$$[19] \quad \begin{cases} \dfrac{1}{\rho}\dfrac{\partial H_z}{\partial \varphi} - \dfrac{\partial H_\varphi}{\partial z} = (g + j\omega\varepsilon)\,E_\rho & \dfrac{1}{\rho}\dfrac{\partial E_z}{\partial \varphi} - \dfrac{\partial E_\varphi}{\partial z} = - j\omega\mu H_\rho \\ \dfrac{\partial H_\rho}{\partial z} - \dfrac{\partial H_z}{\partial \rho} = (g + j\omega\varepsilon)\,E_\varphi & \dfrac{\partial E_\rho}{\partial z} - \dfrac{\partial E_z}{\partial \rho} = - j\omega\mu H_\varphi \\ \dfrac{1}{\rho}\left[\dfrac{\partial(\rho H_\varphi)}{\partial \rho} - \dfrac{\partial H_\rho}{\partial \varphi}\right] = (g + j\omega\varepsilon)\,E_z & \dfrac{1}{\rho}\left[\dfrac{\partial(\rho E_\varphi)}{\partial \rho} - \dfrac{\partial E_\rho}{\partial \varphi}\right] = - j\omega\mu H_z\,. \end{cases}$$

Si supponga ora che i campi $\mathbf{E}$ e $\mathbf{H}$ siano cilindrici, cioè uniformi lungo l'asse z, sicchè si annullino tutte le derivate rispetto a z; e che un piano normale a z contenga uno dei due vettori, $\mathbf{E}$ o $\mathbf{H}$, ciò che si esprime ponendo rispettivamente $E_z = 0$; $H_z = 0$; il sistema delle [19] si scinde allora in due terne; le onde rappresentate dalla prima, poichè risultano col vettore $\mathbf{E}$ normale all'asse z si chiamano onde trasversali elettriche; quelle rappresentate dalla seconda terna, si chiamano analogamente onde trasversali magnetiche. Le prime sono, ad esempio, onde generate da un dipolo elettromagnetico infinitamente lungo.

Si fissi l'attenzione sulle seconde. Avendo posto nelle [19] $H_z = 0$ ed essendo nulle tutte le derivate rispetto a z, si annullano identicamente la prima, la seconda e la sesta, e il sistema diviene (cambiando segno a H_φ in modo che il senso positivo della propagazione sia centrifugo quando H_ρ e E_z sono entrambe positive, in modo cioè che gli assi ρ, φ e z costituiscano ordinatamente una terna trirettangola destrogira):

$$[20] \quad \begin{cases} H_z = 0 & \dfrac{1}{\rho}\left[\dfrac{\partial(\rho H_\varphi)}{\partial \rho} + \dfrac{\partial H_\rho}{\partial \varphi}\right] = -(g + j\omega\varepsilon)\,E_z \\ E_\varphi = 0 & -\dfrac{1}{j\omega\mu\rho}\dfrac{\partial E_z}{\partial \varphi} = H_\rho \\ E_\rho = 0 & -\dfrac{1}{j\omega\mu\rho}\dfrac{\partial E_z}{\partial \rho} = H_\varphi\,. \end{cases}$$

Questo sistema serve, ad esempio, per studiare la diafonia elettromagnetica (o di impedenza mutua longitudinale) fra due coppie di conduttori paralleli e diretti secondo z. Si può infatti ammettere che, essendo in pratica la distanza fra due coppie di conduttori assai minore della lunghezza d'onda, cioè avvenendo il fenomeno in stato quasi stazionario, sia trascurabile la disuniformità della distribuzione longitudinale delle cariche e delle correnti; e che pertanto ci si possa limitare a studiare il fenomeno nel piano normale all'asse dei fili.

Si supponga allora di proporsi il problema di ridurre la diafonia elettromagnetica fra una coppia di fili e l'altra, e di risolverlo circondando la prima con uno schermo metallico cilindrico coassiale col doppino la cui traccia sul piano (ρ, φ) sia un cerchio ([21]). Si voglia studiare l'efficienza di un tale schermo, cioè il rapporto fra il campo esterno in assenza e quello in presenza di esso.

Rigorosamente parlando le [20] rappresentano un campo complicato e non si può ammettere una semplice distribuzione cilindrica circolare, non si può ammettere cioè che la superficie dello schermo sia equipotenziale; poichè però il fronte d'onda è una superficie chiusa, cioè le funzioni di **E** e **H** sul piano normale a z sono rappresentate da una linea chiusa, esse sono funzioni periodiche di φ e come tali sono sviluppabili in una serie di Fourier di n termini, ciascuno dei quali preso in sè rappresenta un'onda cilindrica pura (precisamente, quella di ordine di periodicità zero rappresenta un'onda cilindrica circolare concentrica col doppino; quella del prim'ordine ha un diagramma a due lobi; quella di secondo ordine uno a quattro lobi, e così via). Prescindendo ora dalle fasi relative (che qui non interessano in quanto ciascun termine viene considerato indipendentemente dagli altri) e indicando con E_{nz}, $H_{n\varphi}$, $H_{n\rho}$ le componenti del generico termine ennesimo della serie, si può porre:

$$[21] \qquad \begin{cases} E_{nz} = E_z(\rho) \cos n\varphi \\ H_{n\varphi} = H_\varphi(\rho) \cos n\varphi \ , \end{cases}$$

ove E_z e H_φ sono ora funzioni soltanto di ρ. Dalla sostituzione della prima delle [21] nella quinta delle [20] si ha successivamente:

$$H_{n\rho} = \frac{n}{j\,\omega\mu\rho} E_z(\rho) \operatorname{sen} n\varphi \ , \qquad \frac{\partial H_{n\rho}}{\partial \varphi} = \frac{n^2}{j\,\omega\mu\rho} E_z(\rho) \cos n\varphi \ ,$$

che, sostituite insieme con le [21] nella quarta delle [20] dànno ancora

---

([21]) Se lo schermo non fosse coassiale col doppino sarebbe possibile sostituire quest'ultimo con una sorgente fittizia di onde elettromagnetiche cilindriche e il problema si tratterebbe in modo analogo, con un'opportuna scelta dell'origine delle coordinate e dell'ordine di onde cilindriche.

(a meno del fattore comune cos $n\varphi$):

$$\frac{d\,[\rho\, H_\varphi\,(\rho)\,]}{d\,\rho} + \frac{n^2}{j\,\omega\mu\rho}\,E_z\,(\rho) = -\,\rho\,(g + j\,\omega\varepsilon)\,E_z\,(\rho)\,,$$

cioè:

$$[22] \qquad \frac{d\,[\rho\, H_\varphi\,(\rho)\,]}{d\,\rho} = -\left[\,(g + j\,\omega\varepsilon\,)\,\rho + \frac{n^2}{j\,\omega\mu\rho}\,\right] E_z\,(\rho)\ ;$$

mentre introducendo la [21] nella sesta delle [20] si ha (sempre eliminando il fattore comune):

$$[23] \qquad \frac{d\,E_z\,(\rho)}{d\,\rho} = -\,j\,\omega\mu\,H_\varphi\,(\rho)\,.$$

Ci si è ridotti così a due equazioni [22] e [23] nelle due sole variabili E_z, H_φ di ordine n per ciascun termine della serie, entrambe funzioni soltanto di ρ; per maggiore chiarezza si ripristina l'indice n; la direzione della propagazione per ciascuna onda è radiale e i segni sono tali che il verso è positivo (centrifugo) se E_{nz} e $H_{n\varphi}$ sono entrambe positive.

Sostituendo nella [22] i valori di $H_{n\varphi}$ dati dalla [23] e dalla sua derivata, si ottiene infine:

$$[24] \quad \rho^2\,\frac{d^2 E_{nz}(\rho)}{d\,\rho^2} + \rho\,\frac{d\,E_{nz}(\rho)}{d\,\rho} - \left[\,j\,\omega\mu\,(g + j\,\omega\varepsilon)\,\rho^2 + n^2\,\right] E_{nz}\,(\rho) = 0.$$

Questa equazione, del secondo ordine, possiede due soluzioni indipendenti, una per onde centrifughe, l'altra per onde centripete; per n non nullo, essendo nei dielettrici $g = 0$, e potendosi inoltre trascurare (in schermi piccoli di fronte alla lunghezza d'onda nell'aria, come è sempre il caso) il termine $\omega^2\,\mu\,\varepsilon\,\rho^2 = \left(\frac{2\,\pi\,\rho}{\lambda}\right)^2$ di fronte a n^2, la [24] si scrive:

$$[25] \qquad \rho^2\,\frac{d^2\,E_{nz}\,(\rho)}{d\,\rho^2} + \rho\,\frac{d\,E_{nz}\,(\rho)}{d\,\rho} - n^2\,E_{nz}\,(\rho) = 0\,.$$

Per n diverso da zero le due soluzioni sono (come si verifica immediatamente per sostituzione):

$$E'_{nz} = \rho^{-n}\,, \qquad E''_{nz} = \rho^{n}\,.$$

Correlativamente, dalla [23] si ricava:

$$H'_{n\varphi}\,(\rho) = -\,\frac{1}{j\,\omega\mu}\,\frac{d\,E'_{nz}\,(\rho)}{d\,\rho} = \frac{n}{j\,\omega\mu\rho^{\,n+1}}\,,\ H''_{n\varphi}\,(\rho) = -\,\frac{n\,\rho^{\,n-1}}{j\,\omega\mu}\,.$$

Si è ottenuto così un doppio sistema di termini tutti rappresentanti onde cilindriche, l'un sistema descrivendo onde centrifughe, l'altro onde

centripete; per entrambi i sistemi tutte le E_{nz} hanno la direzione dell'asse z, E_{nz} e $H_{n\varphi}$ sono funzioni solo di ρ e la propagazione avviene in direzione del raggio; c'è poi $H'_{n\rho} = H'_{n\varphi}$ sen $n\varphi$ e $H''_{n\rho} = H''_{n\varphi}$ sen $n\varphi$.

Si possono allora definire per ciascun termine della serie due impedenze [22] in questa direzione, una per ciascun verso di propagazione (impedenze radiali cilindriche alle onde trasversali magnetiche), caratterizzandole come rapporto tra il campo elettrico e il campo magnetico; indicando con Z^+ l'impedenza centrifuga e con Z^- l'impedenza centripeta, si ha per ciascun termine:

$$[26_1] \qquad Z_{n\rho}{}^{+} = \frac{E'_{nz}}{H'_{n\varphi}} = \frac{j\,\omega\mu\rho}{n} \quad (\Omega)$$

$$[26_2] \qquad Z_{n\rho}{}^{-} = \frac{E''_{nz}}{H''_{n\varphi}} = -\frac{j\,\omega\mu\rho}{n} \quad (\Omega)\,.$$

Come si vede, per impedenze dello stesso ordine è $Z^+ = -Z^-$.

Si sottolinea ancora una volta che queste impedenze, funzioni soltanto di ρ, hanno la direzione di ρ e sono definite in senso, per ogni valore di n, dalla terna trirettangola destrogira di coordinate E_{nz}, $Z_{n\varphi}$, $H_{n\varphi}$.

Per le impedenze del primo ordine e per frequenze non elevatissime è:

$$[26] \qquad Z_1{}^{+} = -Z_1{}^{-} = j\,\omega\mu\rho\,.$$

Il significato di queste impedenze radiali è analogo a quello dell'impedenza caratteristica di una linea; si può infatti assimilare la propagazione dell'energia elettromagnetica radialmente su un'onda cilindrica con quella che avviene su una linea elettrica non uniforme. Allora quando l'onda passa da un mezzo a un altro, se le impedenze sono diverse, si verifica una riflessione, come si vedrà più avanti, analogamente a quello che ha luogo per una brusca discontinuità di impedenza su una linea.

Si noti intanto che l'impedenza così definita non dipende soltanto dalle caratteristiche del mezzo ma anche dalla natura dell'onda, in quanto, ad esempio, l'impedenza offerta dal vuoto a un'onda cilindrica di un certo ordine è diversa da quella offerta dallo stesso mezzo a un'onda cilindrica di diverso ordine, a un'onda piana o a un'onda sferica.

Nei conduttori $\varepsilon = 0$, in quanto le correnti di spostamento sono trascurabili di fronte a quelle di conduzione, salvo che per frequenze elevatissime, e $g \neq 0$, sicchè l'equazione [24], tenendo presente la suc-

---

(22) Si veda la bibliografia (18) per l'estensione del concetto d'impedenza alla meccanica $\left(Z = \frac{\text{forza}}{\text{velocità}}\right)$, all'acustica $\left(Z = \frac{\text{pressione}}{\text{flusso}}\right)$, alla termodinamica $\left(Z = \frac{\text{temperatura}}{\text{flusso di calore}}\right)$, e così via.

cessiva [30], diviene:

$$\rho^2 \frac{d^2 E_z}{d\rho^2} + \rho \frac{d E_z}{d\rho} - (j\,\omega\mu\, g\, \rho^2 + n^2)\, E_z = \rho^2 \frac{d^2 E_z}{d\rho^2} + \rho \frac{d E_z}{d\rho} + \\ + \left[\left(\frac{2\pi\rho}{\lambda_m} \right)^2 - n^2 \right] E_z = 0.$$

D'altra parte l'attenuazione dovuta alla dissipazione nell'interno del metallo è assai maggiore della divergenza cilindrica dell'onda, data anche la bassa velocità di propagazione nello spessore del metallo, sicchè nell'interno di esso si può considerare senza grave errore l'onda come piana rettilineamente polarizzata (nel caso degli schermi questi in pratica sono elettricamente sottili non appena la frequenza superi l'ordine di grandezza acustico e quindi la precedente asserzione è valida nel caso che interessa). Naturalmente nelle onde piane non esistono due sistemi di impedenze a periodicità, ma una sola coppia.

Le analoghe delle [22] e [23] per onde piane e per $\varepsilon = 0$, $n = 0$ si scrivono in coordinate cartesiane nelle stesse ipotesi [fissando il verso positivo dell'asse x nel senso della propagazione, e quello dell'asse y nel senso del campo magnetico (21)]:

$$[27] \qquad \begin{cases} \dfrac{d H_y(x)}{dx} = -g\, E_z(x) \\ \dfrac{d E_z(x)}{dx} = -j\,\omega\mu\, H_y(x)\,. \end{cases}$$

Le [27] sono formalmente identiche alle equazioni che reggono la propagazione dell'energia lungo una linea elettrica uniforme, se si sostituisce **V** ad **E**, e **I** ad **H**; anche concettualmente i due sistemi di equazioni appaiono strettamente legati fra loro, ove si rifletta che **E** è il gradiente trasversale della tensione e che il vorticale di **H** è il gradiente longitudinale della corrente in linea.

Ciò premesso, si può definire, come prima nell'aria, l'impedenza del metallo nella direzione della propagazione (asse x) nonchè la costante di propagazione, analogamente a quanto si fa nella teoria delle linee elettriche uniformi [23]:

$$[28] \qquad Z_x = \sqrt{\frac{j\,\omega\mu}{g}} = \sqrt{\frac{\pi\mu f}{g}}\,(1 + j) = \left(\left| \sqrt{\frac{2\pi\mu f}{g}} \right|, \ + 45^\circ \right) = \frac{\gamma_x}{g}$$

$$[29] \qquad \gamma_x = \alpha_x + j\,\beta_x = \sqrt{j\,\omega\,\mu\, g} = \sqrt{\pi\mu f g}\,(1 + j) = \left(\left| \sqrt{2\pi\mu f g} \right|, + 45^\circ \right)$$

[23] Risulta: $\alpha_x = \beta_x = \sqrt{\pi\,\mu\, f g}$.

[30] $$\lambda^2 = \left(\frac{2\pi}{\beta}\right)^2 = \frac{4\pi^2}{\pi\mu f g}, \quad \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 = \frac{\omega\mu g}{2}.$$

La [26] (aria: $g = 0$, $\lambda \gg R_1$, onde cilindriche) e le [28] e [29] (metalli: $\varepsilon = 0$, $\lambda \ll R_1$, onde piane) costituiscono il sistema che interessa, valido per frequenze non bassissime e per onde trasversali magnetiche cilindriche del primo ordine, che praticamente nello schermo si confondono con onde piane. Lo raccogliamo qui sotto:

$$\begin{cases} Z_A = (|\omega\mu_0 r|, +90^0) \\ \alpha = 0;\ \beta = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0} = \dfrac{2\pi}{\lambda} \end{cases} \qquad \begin{cases} Z_M = \left(\left|\sqrt{\dfrac{\omega\mu}{g}}\right|, +45^0\right) \\ \alpha = \beta = \sqrt{\pi\mu f g}\,. \end{cases}$$

La forma della costante della propagazione nei metalli dice che la penetrazione dell'onda in essi è accompagnata da forte attenuazione e da rotazione di fase. Alla profondità $\pi/\beta = \lambda/2$ la fase è rotata di 180^0 rispetto all'onda incidente in superficie e la riflessione è totale; aumentando ulteriormente lo spessore, mentre l'attenuazione continua a crescere, le riflessioni diminuiscono, annullandosi per $d = \lambda$, e così via alternativamente, sicchè crescendo lo spessore $1/S$ cresce con lievi ondulazioni. Alla profondità $d_0 = \lambda/2\pi = 1/\alpha$ l'ampiezza è ridotta a $1/e$; d_0 si chiama profondità di penetrazione.

Per fissare le idee si riportano nella tabella A i valori che l'impedenza cilindrica del primo ordine assume in aria a distanze dall'origine di 1, 2, 5, 10 cm, e nella tabella B i valori dell'attenuazione, della rotazione e dell'impedenza di diversi metalli alle varie frequenze.

TABELLA A. — *Impedenza delle onde cilindriche del primo ordine nell'aria* ($Z = j\,\omega\mu_0 r$; $\alpha = 0$; $\beta = 2\pi/\lambda$; $w = 1/\mu_0\varepsilon_0$).

λ (m)	f (kHz)	β (rad/m)	Z (Ω)			
			(r = 1 cm)	(r = 2 cm)	(r = 5 cm)	(r = 10 cm)
3 000 000	0,1	$2{,}09 \cdot 10^{-6}$	$7{,}9 \cdot 10^{-6}$	$15{,}8 \cdot 10^{-6}$	$39{,}5 \cdot 10^{-6}$	$79 \cdot 10^{-6}$
30 000	10	$0{,}209 \cdot 10^{-3}$	$0{,}79 \cdot 10^{-3}$	$1{,}58 \cdot 10^{-3}$	$3{,}95 \cdot 10^{-3}$	$7{,}9 \cdot 10^{-3}$
300	1000	$20{,}9 \cdot 10^{-3}$	$79 \cdot 10^{-3}$	$158 \cdot 10^{-3}$	$395 \cdot 10^{-3}$	$790 \cdot 10^{-3}$

Come si vede, nei metalli la velocità e la lunghezza d'onda sono ridottissime (a 1 kHz, qualche unità su 10^8 dei corrispondenti valori in aria), in grazia dell'elevata conduttività e dell'annullarsi delle correnti di spostamento di fronte alle correnti di conduzione; inoltre, col crescere della frequenza, il rapporto tra le lunghezze d'onda nel metallo e nell'aria decresce. Per i materiali ferromagnetici i calcoli non sono stati eseguiti fino alle frequenze più alte perchè la forte variazione della permeabilità col crescere della frequenza rende vani e illusori i risultati.

TABELLA *B*. — *Onde piane nei metalli* ($Z = |\sqrt{\omega\mu/g}\,|, + 45°$; $\alpha = \beta = \sqrt{\pi\mu f g}$; $\lambda = 2\pi/\beta$; $d_0 = \lambda/(2\pi) = 1/\beta$ (*essendo* d_0 *la penetrazione*); $w = \omega/\beta$).

f (kHz)		Rame $\mu = \mu_0 = 1{,}257 \cdot 10^{-6}$ H/m $g_{Cu} = 58 \cdot 10^6$ S/m	Piombo $\mu = \mu_0$ $g = 4{,}8 \cdot 10^6$ S/m $= g_{Cu}/12$	Alluminio $\mu = \mu_0$ $g = 33 \cdot 10^6$ S/m $= g_{Cu}/1{,}75$	Ferro-silicio $\mu = 100\,\mu_0$ $g = 10 \cdot 10^6$ S/m $= g_{Cu}/5{,}8$	Permalloi $\mu = 5000\,\mu_0$ $g = 1{,}7 \cdot 10^6$ S/m $= g_{Cu}/34$
0,1	Z ($\mu\Omega$)	3,6	12,6	4,8	87	1 500
	$\alpha = \beta$ (rad/m)	150	43,0	113	610	1 800
	d_0 (mm)	6,7	23,2	8,9	1,6	0,55
	w (m/s)	4,2	14,6	5,5	1,00	0,35
10	Z ($\mu\Omega$)	36	126	48	870	15 000
	$\alpha = \beta$ (rad/m)	1 500	430	1 130	6 100	18 000
	d_0 (mm)	0,67	2,32	0,89	0,16	0,055
	w (m/s)	42	146	55	10	3,5
1 000	Z ($\mu\Omega$)	360	1 260	480	—	—
	$\alpha = \beta$ (rad/m)	15 000	4 300	11 300	—	—
	d_0 (mm)	0,067	0,232	0,089	—	—
	w (m/s)	420	1 460	550	—	—
100 000	Z ($\mu\Omega$)	3 600	12 600	4 800	—	—
	$\alpha = \beta$ (rad/m)	150 000	43 000	113 000	—	—
	d_0 (mm)	0,0067	0,0232	0,009	—	—
	w (m/s)	4 200	14 600	5 500	—	—

Si è accennato al significato da attribuire al concetto dell'impedenza offerta da un mezzo alle onde elettromagnetiche e alle riflessioni sulle superfici di brusca discontinuità di essa, al passaggio da un mezzo all'altro.

Si possono trattare queste riflessioni come quelle che avvengono su una linea elettrica chiusa su un'impedenza Z_2 diversa dalla propria impedenza caratteristica Z_0; poichè in linea la tensione e la corrente sono fra loro nel rapporto Z_0 e alla chiusura sono invece nel rapporto Z_2 devono esserci necessariamente in questo punto una variazione di tensione e una variazione di corrente, entrambe brusche (riflessione); si può considerare lo schermo come un tronco di linea (uniforme se esso è sottile) intercalato fra due tronchi di una linea seminfinita aventi costanti (e quindi impedenze caratteristiche) eguali fra loro e diverse da quella del tronco equivalente allo schermo.

Si consideri il caso delle onde piane, assimilabile al caso delle linee uniformi e valido nel corpo dello schermo.

Su ogni superficie di discontinuità siano:

$\mathbf{E}_i$ e $\mathbf{H}_i$ i campi incidenti;	V_i e I_i le grandezze elettriche incidenti;
$\mathbf{E}_r$ e $\mathbf{H}_r$ i campi riflessi;	V_r e I_r le grandezze elettriche riflesse;
$\mathbf{E}_t$ e $\mathbf{H}_t$ i campi rifratti o trasmessi;	V_t e I_t le grandezze elettriche trasmesse.

È per continuità:

$$[31] \qquad \begin{cases} \mathbf{E}_t = \mathbf{E}_i + \mathbf{E}_r \\ \mathbf{H}_t = \mathbf{H}_i + \mathbf{H}_r \end{cases} \qquad \begin{aligned} V_t &= V_i + V_r \\ I_t &= I_i + I_r . \end{aligned}$$

Indicando poi con Z_i l'impedenza nel primo mezzo e con Z_t quella nel secondo, e attribuendo il segno positivo all'impedenza nel senso della propagazione, è pure:

$$[32] \qquad \begin{cases} \dfrac{\mathbf{E}_i}{\mathbf{H}_i} = Z_i \\ \dfrac{\mathbf{E}_r}{\mathbf{H}_r} = -Z_i \\ \dfrac{\mathbf{E}_t}{\mathbf{H}_t} = Z_t \end{cases} \qquad \begin{aligned} \frac{V_i}{I_i} &= Z_i = Z_0 \\ \frac{V_r}{I_r} &= -Z_i = -Z_0 \\ \frac{V_t}{I_t} &= Z_t = Z_2 . \end{aligned}$$

Per mezzo delle [32], ponendo $k = \dfrac{Z_i}{Z_t} = \dfrac{Z_0}{Z_2}$ le due superiori delle [31] divengono:

$$\mathbf{H}_t = k(\mathbf{H}_i - \mathbf{H}_r) , \qquad I_t = k(I_i - I_r) ,$$

mentre le altre due restano:

$$\mathbf{H}_t = \mathbf{H}_i + \mathbf{H}_r , \qquad I_t = I_i + I_r .$$

Sottraendo membro a membro si ricava $\mathbf{H}_r = \frac{k-1}{1+k}\mathbf{H}_i$ che, introdotto ancora nelle ultime due equazioni, dà:

$$\mathbf{H}_t = \frac{2\,k}{1+k}\mathbf{H}_i = T_H\,\mathbf{H}_i , \qquad I_t = \frac{2\,k}{1+k} I_i = T_I\,I_i ;$$

moltiplicando poi per Z_t, e tenendo presenti le [32] e la definizione di k, si ha ancora:

$$\mathbf{E}_t = \frac{2\,k}{1+k} Z_i \frac{1}{k}\mathbf{H}_i = \frac{2}{1+k}\mathbf{E}_i = T_E\,\mathbf{E}_i$$

$$V_t = \frac{2}{1+k} V_i = T_V\,V_i .$$

In queste formole si sono indicati con:

[33] $$T_H = T_I = \frac{2\,k}{1+k} , \qquad T_E = T_V = \frac{2}{1+k}$$

i coefficienti di trasmissione dei due campi; si noti che da uno di essi si ricava l'altro ponendo $1/k$ al posto di k. In maniera analoga si ricavano i coefficienti di riflessione:

[34] $$R_H = R_I = -\frac{1-k}{1+k} , \quad R_E = R_V = \frac{1-k}{1+k} = -R_H = -R_I ,$$

che sono legati ai precedenti dalle relazioni:

$$T_H - R_H = 1 , \qquad T_E - R_E = 1 .$$

Questo sviluppo, come si è visto, è perfettamente parallelo a quello che si fa ragionando sulle tensioni e sulle correnti in una linea, invece che sui campi; basta all'uopo sostituire formalmente al campo elettrico la tensione e al campo magnetico la corrente.

Nei casi limite di riflessione totale, se $k = \infty$ (linea in corto circuito), si trova:

$$T_E = 0 , \quad T_H = 2 , \quad R_E = -1 , \; R_H = 1 ,$$

con raddoppiamento della corrente o rispettivamente del campo magnetico e annullamento della tensione o rispettivamente del campo elettrico; se invece $k = 0$ (linea aperta), si ha l'opposto:

$$T_E = 2 , \quad T_H = 0 , \quad R_E = 1 , \quad R_H = -1 .$$

Si è già visto [29] che la costante di propagazione nei metalli consta di un termine di attenuazione e di un termine di rotazione di fase, sicchè, detto d lo spessore, la perdita complessiva per attenuazione in uno schermo molto efficiente è espressa logaritmicamente da:

$$A = A^{o} + \alpha d \text{ neper} = 8{,}686\ (A^{o} + \alpha d) \text{ decibel.}$$

Si vedrà nel sèguito che, se lo schermo è meno efficiente, l'espressione delle perdite di attenuazione è assai più complicata.

Poichè poi, se l'effetto schermante è dovuto in parte all'attenuazione e in parte alla riflessione, entra in giuoco il prodotto dei singoli coefficienti di schermatura, esprimendo l'effetto schermante in termini logaritmici, questo appare come la somma di singoli termini: uno A, dovuto all'attenuazione; uno R, dovuto alle riflessioni; uno C, complementare, che si esamina qui di sèguito.

Quando un'onda elettromagnetica attraversa uno schermo, avvengono due distinte riflessioni sulle due superfici che limitano lo schermo. Se l'attenuazione nello schermo è elevata (bassa penetrazione, schermo elettricamente spesso, linea equivalente lunga) le riflessioni sulle due superfici limite sono praticamente indipendenti, cioè l'ampiezza con cui l'onda riflessa dalla seconda superficie raggiunge ancora la prima è ridotta a un valore trascurabile per l'attenuazione subita nel doppio percorso di andata e ritorno; allora il campo trasmesso oltre lo schermo risulta da quello incidente diminuito delle perdite di attenuazione e delle perdite per le due riflessioni. Tenendo conto che, se sulla prima superficie limite il rapporto fra i moduli delle impedenze di entrata Z_i e di uscita Z_t è k, sulla seconda superficie è $1/k$, si ha una perdita complessiva espressa logaritmicamente da (24):

$$[35]\quad \log_e \frac{1}{|S|} = A + R = A^{o} + \alpha d + \log_e \frac{|\mathbf{H}'_i|}{|\mathbf{H}'_t|} + \log_e \frac{|\mathbf{H}''_i|}{|\mathbf{H}''_t|} =$$

$$= A^{o} + \alpha d + \log_e \frac{|1+k|}{2\,|k|}\,\frac{|1+k|}{2} =$$

$$= A^{o} + \alpha d + \log_e \frac{(1+k)^2}{4\,|k|} \text{ neper} =$$

$$\doteq 8{,}686\ (A^{o} + \alpha d) + 20 \log_e \frac{(1+k)^2}{4\,|k|} \text{ decibel .}$$

La formola vale per schermi molto efficienti, geometricamente sottili (sicchè l'onda vi si possa considerare piana) ed elettricamente spessi.

(24) Per valori di k o di $1/k$ come 1, 10, 100, 1000, rispettivamente $R = 0$, 1,1, 3,2, 5,5, neper; cioè assume ordini di grandezza confrontabili con quelli di A. È poi fatto riferimento al modulo di k perchè l'argomento è senza effetto nei riguardi delle riflessioni.

Se invece lo schermo è anche elettricamente sottile, a bassa penetrazione (linea equivalente corta) si aggiunge ancora un terzo termine C, che corrisponde alle perdite di interazione in una catena di quadripoli o su una linea. Questo termine tiene conto della doppia serie di riflessioni multiple nel corpo dello schermo (una serie per ciascuna superficie), ogni onda riflessa subendo attenuazione e spostamento di fase nel doppio percorso secondo la costante di propagazione già indicata nella formola [29]; si può dimostrare che:

$$[36] \qquad C = \log_e \left| \left(1 - \left(\frac{k-1}{k+1} \right)^2 e^{-2\gamma d} \right) \right| \text{neper} =$$

$$= 20 \log_{10} \left| \left(1 - \left(\frac{k-1}{k+1} \right)^2 e^{-2\gamma d} \right) \right| \text{decibel} ,$$

dove $\gamma = \alpha + j\beta = (\alpha \sqrt{2}\ ,\ + 45^0)$. Si vede subito che C si annulla se $\alpha\, d$ è molto grande.

Per k molto grande o molto piccolo di fronte all'unità, R e C divengono rispettivamente:

$$[35_1] \qquad R = \log_e \frac{1}{4\,|k|} \text{ neper} = 20 \log_{10} \frac{1}{4\,|k|} \text{ decibel (per } k \ll 1);$$

$$R \doteq \log_e \frac{|k|}{4} \text{ neper} = 20 \log_{10} \frac{|k|}{4} \text{ decibel (per } k \gg 1);$$

$$[36_1] \qquad C = \log_e (1 - e^{-2\gamma d}) \text{ neper} = 20 \log_{10} (1 - e^{-2\gamma d}) \text{ decibel}$$

(per $k \ll 1$ oppure $k \gg 1$);

restando sempre valida la:

$$[35_2] \qquad \log_e (1/|S|) = A + R + C .$$

Occorre infine non dimenticare che queste formole, di grandissima semplicità, sono tuttavia grossolanamente approssimate; nelle prossime pagine se ne stabiliscono di più esatte [50], [51], [50'], [51'].

Alle frequenze basse l'attenuazione nei materiali ferromagnetici è maggiore di quella dei non magnetici ([25]), in grazia dell'elevata permeabilità; come si è più volte detto, peraltro, al crescere della frequenza la permeabilità effettiva si riduce sempre più e a un certo punto c'è convenienza a sostituire il metallo ferromagnetico con altro non magnetico che, in luogo di un'illusoria permeabilità, presenti perdite più basse, sia per la maggiore conducibilità propria, sia per lo sparire delle perdite d'isteresi.

Le riflessioni aria-ferro raggiungono un minimo a una certa frequenza (dell'ordine acustico) e crescono col variare della frequenza in entrambi i versi, perchè a frequenze bassissime l'impedenza del ferro è superiore a quella dell'aria e l'opposto avviene a frequenze alte (fig. 6); analoga-

([25]) Le sostanze diamagnetiche e paramagnetiche hanno praticamente comportamento eguale quando non sono ferromagnetiche.

mente avviene per il permalloi). Le riflessioni aria-rame sono invece sempre presenti e in misura maggiore di quelle aria-ferro; come quelle, crescono rapidamente con la frequenza, e ciò è dovuto al fatto che l'impedenza del rame si mantiene sempre sensibilmente minore di quella dell'aria e di quella del ferro, ma di una quantità crescente per l'aria, costante per il ferro.

A risultati qualitativamente analoghi sulla riflessione si giungerebbe considerando onde sferiche invece che cilindriche [18].

Si tratta invece ora il caso di onde sferiche e di uno schermo sferico, contenente una bobina perturbatrice, considerando però anche nell'aria $\varepsilon = 0$, ciò che equivale a supporre infinite la velocità e la lunghezza d'onda nell'aria di fronte a quelle nel metallo, in quanto ci si riferisce a condizioni quasi stazionarie. In questa ipotesi, ammissibile alle basse frequenze, si applicano le equazioni [18] separatamente alle tre regioni in cui le due superfici sferiche concentriche (che limitano lo schermo) dividono lo spazio, ciascuna regione risultando omogenea per proprio conto. Le [18], valide in ciascuna delle tre regioni, si scrivono:

[37] $$\begin{cases} \text{rot } \mathbf{E} = -j\,\omega\,\mu\,\mathbf{H} \\ \text{rot } \mathbf{H} = g\,\mathbf{E} \\ \text{div } \mathbf{H} = 0\,; \end{cases}$$

si è aggiunta la terza che indica la solenoidalità di $\mathbf{H}$ in ciascuna delle tre regioni ed è la condizione d'esistenza di un vettore potenziale elettromagnetico $\mathbf{P}$, definito da $\mathbf{H} = \text{rot } \mathbf{P}$; infatti allora $\text{div rot } \mathbf{P} = 0$ come deve essere perchè $\mathbf{P}$ esista. Si ha allora:

A) *Nel metallo.* — La prima delle [37] diviene:

[38] $$\text{rot } \mathbf{E} = -j\,\omega\,\mu \text{ rot } \mathbf{P}, \text{ cioè: } \mathbf{E} = -j\,\omega\,\mu\,\mathbf{P} + \text{grad } \Phi\,;$$

la seconda diviene allora:

$$\text{rot } \mathbf{H} = \text{rot rot } \mathbf{P} = -g\,(j\,\omega\,\mu\,\mathbf{P} - \text{grad } \Phi)\,,$$

cioè (tenendo conto che $\Phi = 0$):

[39] $$\mathbf{E} = -j\,\omega\,\mu\,\mathbf{P}$$

[40] $$\text{rot rot } \mathbf{P} = -j\,\omega\,\mu\,g\,\mathbf{P} = k^2\,\mathbf{P}\,.$$

$\mathbf{P}$ si può scomporre in tre componenti secondo un sistema qualsiasi di coordinate, e ciascuna componente è funzione, in generale, delle tre coordinate; occorre appena ricordare che il tempo non compare esplicitamente essendosi posta nelle [18] l'ipotesi della variazione sinusoidale dei campi.

Si sceglie per comodità il sistema di coordinate sferico, con l'origine nel centro dello schermo e l'asse z di riferimento per la colatitudine coincidente con l'asse della bobina concentrica con lo schermo; questa scelta

delle coordinate non costituisce in nessun modo una limitazione alla generalità della trattazione.

Detti allora r, φ e ϑ il raggio vettore, la longitudine e la colatitudine, e assunti positivi il verso centrifugo di r e quelli di φ e ϑ tali che r, φ e ϑ costituiscano, nell'ordine, una terna destrogira, si osserva anzitutto che, essendovi una simmetria di rotazione attorno all'asse z, le grandezze in giuoco sono tutte indipendenti da φ; pertanto non interessa nemmeno fissare il piano di riferimento (passante per l'asse z) rispetto al quale è misurata φ. Inoltre notoriamente le correnti indotte dal campo della bobina nello schermo seguono tutte cerchi paralleli in piani normali a z, sicchè $\mathbf{E}$ (che ha la stessa direzione di queste correnti) e $\mathbf{P}$ (che per la [39] è parallelo a $\mathbf{E}$) hanno le sole componenti E_φ e P_φ secondo φ. Ne segue che $\mathbf{H}$ (ortogonale a $\mathbf{P}$ per la $\mathbf{H} = \text{rot } \mathbf{P}$) giace in piani meridiani e ha quindi le sole componenti H_r e H_ϑ.

Rispetto all'unica coordinata P_φ diversa da zero la [40] in coordinate sferiche diviene (21):

$$[41] \qquad \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial \vartheta}\left[\frac{1}{r \operatorname{sen} \vartheta}\frac{\partial}{\partial \vartheta}(P_\varphi \operatorname{sen} \vartheta)\right] + \frac{1}{r}\frac{\partial^2}{\partial r^2}(r P_\varphi) = -k^2 P_\varphi,$$

che può essere risolta ponendo:

$$P_\varphi = R(r)\, T(\vartheta).$$

In quest'ultima equazione $R(r)$ è funzione della sola r e $T(\vartheta)$ è funzione della sola ϑ. Una soluzione per T è $T(\vartheta) = \operatorname{sen} \vartheta$, che soddisfa al crescere della densità di corrente (e, con essa, di E_φ e P_φ) all'allontanarsi dall'asse perchè aumenta allora il flusso abbracciato.

Affinchè la [41] e la:

$$[42] \qquad P_\varphi = R(r) \operatorname{sen} \vartheta$$

siano soddisfatte, dev'essere:

$$[43] \qquad \frac{d^2 R}{d r^2} + \frac{2}{r}\frac{d R}{d r} - \left(\frac{2}{r^2} - k^2\right) R = 0,$$

come si verifica immediatamente per sostituzione nella [41].

L'integrale generale della [43] è dato dalla somma di due funzioni cilindriche di Hankel, di prima e di seconda specie rispettivamente e di ordine 3/2, nell'argomento $(k r)$:

$$[43_1] \qquad R(r) = \frac{1}{\sqrt{r}}\left[L\, H'_{3/2}(k r) + N\, H''_{3/2}(k r)\right].$$

Si può così trovare l'espressione di P_φ in funzione di r, ϑ, $k r$, e di due costanti L e N che si determinano in sèguito.

Si passi ora alla determinazione di **H**. In coordinate sferiche, tenendo presente che $P_\vartheta = P_r = \frac{\partial P_\vartheta}{\partial \varphi} = \frac{\partial P_r}{\partial \varphi} = 0$, la $\mathbf{H} = \text{rot}\,\mathbf{P}$ si scompone nelle due (21):

$$
[44] \quad \begin{cases}
H_r = -\left(\frac{\cot \vartheta}{r} + \frac{1}{r}\frac{\partial P_\varphi}{\partial \vartheta}\right) = \\
\quad = -\frac{2\cos\vartheta}{r^{3/2}}\left[L\,H'_{3/2}(k\,r) + N\,H''_{3/2}(k\,r)\right] \\
H_\vartheta = \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}(r\,P_\varphi) = \frac{1}{r}P_\varphi + \frac{\partial P_\varphi}{\partial r} = \\
\quad = \frac{\text{sen}\,\vartheta}{r^{3/2}}\left[2\left(L\,H'_{3/2}(k\,r) + N\,H''_{3/2}(k\,r)\right) - \right. \\
\quad \left. - k\,r\left(L\,H'_{5/2}(k\,r) + N\,H''_{5/2}(k\,r)\right)\right].
\end{cases}
$$

Dalle [39], [42] e [43_1] si ha poi:

$$
[45] \quad \mathbf{E} = E_\varphi = -j\,\omega\,\mu\,P_\varphi - j\,\omega\,\mu\,\frac{\text{sen}\,\vartheta}{\sqrt{r}}\left[L\,H'_{3/2}(k\,r) + \right. \left. + N\,H''_{3/2}(k\,r)\right].
$$

B) *Negli spazi interno ed esterno alla sfera.* — In queste regioni, essendo nulla la conduttività, è pure nullo per la [37] rot **H** e quindi il vettore **P**, sicchè il campo è irrotazionale; esso dipende allora da un potenziale scalare elettromagnetico sinusoidale del quale esso è il gradiente; e tenendo pure presente la terza delle [37], tale potenziale soddisfa all'equazione di Laplace, cioè il campo è del tipo gravitazionale. Si ricade allora nel caso del campo uniforme, trattato nella precedente appendice, con l'unica differenza che qui il campo è sinusoidale; non bisogna infatti dimenticare che, affinchè le [18] siano complete occorre moltiplicarne ambo i membri per $e^{j\omega t}$. Nello spazio interno dunque, dovendo il campo esser finito, il potenziale è del tipo [1_1]:

$$
[46] \quad V_i = H_i\,r\cos\vartheta + \frac{M}{4\pi\mu_0}\frac{\cos\vartheta}{r^2},
$$

che possiede però un punto di singolarità nel centro, dovuto al dipolo magnetico di momento elettromagnetico M ivi collocato (bobina); data l'uniformità del campo dovuto a questa e detti l, Q e $l\,Q$ la lunghezza, l'area e il volume della bobina e NI le amperspire, risulta $M = l\,B\,Q = \mu_0\,H_i\,l\,Q = \mu_0\,N\,I\,Q$.

Si vede che il potenziale all'interno dello schermo è dato dalla sovrapposizione del campo perturbante dovuto al dipolo e di un campo di reazione diretto secondo l'asse della bobina e dovuto alle correnti indotte.

Nello spazio esterno il potenziale è:

$$V_e = \frac{S\,M}{4\,\pi\,\mu_0}\,\frac{\cos\vartheta}{r^2}\,, \tag{47}$$

cioè è dovuto soltanto al dipolo e differisce da quello che sarebbe in assenza dello schermo solo per un fattore numerico S minore dell'unità, il cui reciproco in modulo si assume appunto come indice dell'effetto schermante. Si osservi che manca l'altro termine in r, dovendo il potenziale svanire all'infinito. Infatti il campo dovuto a M e quello di reazione (coassiali e opposti) dànno luogo al campo dovuto a $S\,M$.

Dalle [46] e [47] si ricavano le espressioni del campo risultante internamente ed esternamente allo schermo, nelle sue due componenti:

[48] (interno)
$$\begin{cases} H'_\vartheta = \dfrac{1}{r}\,\dfrac{\partial V_i}{\partial\vartheta} = -\,H_z \operatorname{sen}\vartheta - \dfrac{M}{4\,\pi\,\mu_0}\,\dfrac{\operatorname{sen}\vartheta}{r^3} \\[2ex] H'_r = \dfrac{\partial V_i}{\partial r} = H_z \cos\vartheta - \dfrac{M}{2\,\pi\,\mu_0}\,\dfrac{\cos\vartheta}{r^3} \end{cases}$$

[49] (esterno)
$$\begin{cases} H''_\vartheta = \dfrac{1}{r}\,\dfrac{\partial V_e}{\partial\vartheta} = -\,\dfrac{M}{4\,\pi\,\mu_0}\,\dfrac{\operatorname{sen}\vartheta}{r^3} \\[2ex] H''_r = \dfrac{\partial V_e}{\partial r} = -\,\dfrac{S\,M}{2\,\pi\,\mu_0}\,\dfrac{\cos\vartheta}{r^3}\,. \end{cases}$$

Quanto a **E**, lo si può ricavare dalla prima delle [37].

Fra le due ultime coppie di equazioni e le [44] restano ancora incogniti (in funzione del momento M, di k e delle grandezze geometriche) il campo di reazione H_z, l'effetto schermante $1/|S|$ e le due costanti d'integrazione, L e N. Per determinarli si scrivono quattro equazioni che esprimono la continuità delle componenti normali di **B**, B_n, e delle componenti tangenziali di **H**, H_t, ai limiti, cioè su ciascuna delle due superfici di separazione aria-metallo ([26]).

Ne risulta per $1/|S|$, unica incognita che interessi, un'equazione in funzione dei raggi dello schermo, della sua permeabilità relativa e del parametro $k\,r$, che nella sua forma completa è notevolmente complicata.

Per schermi geometricamente sottili e per effetti schermanti notevoli (tali cioè che sia $k\,r \gg 1$) si possono sviluppare in serie le funzioni di Hankel che vi compaiono (26), trascurando i termini di ordine superiore; introducendo allora lo spessore d, il raggio R e il parametro $p = kd\sqrt{j/2} = d\sqrt{\pi\,\mu\,f\,g}$ (tale parametro $p = \alpha\,d = d/d_0$ esprime lo spessore relativo elettromagnetico) e considerando i due casi di materiale ad alta

([26]) Cioè si uguaglieranno separatamente fra loro:
$\mu_0 H_r$ ottenuto dalla [48] e μH_r ottenuto dalla [44], scritti per $r = r_1$;
μH_r ottenuto dalla [44] e $\mu_0 H_r$ ottenuto dalla [49], scritti per $r = R_1$;
H_ϑ ottenuto dalla [48] e H_ϑ ottenuto dalla [44], scritti per $r = r_1$;
H_ϑ ottenuto dalla [44] e H_ϑ ottenuto dalla [49], scritti per $r = R_1$.

permeabilità e di materiale non magnetico si ha:

$$[50] \text{ (materiale non magnetico) } \frac{1}{|S|^2} = \left(\frac{pR}{3d}\right)^2 (\cosh 2p - \cos 2p) + \\ + \frac{pR}{3d} (\operatorname{senh} 2p - \operatorname{sen} 2p) + \frac{1}{2} (\cosh 2p + \cos 2p)$$

$$[51] \text{ (materiale ferromagnetico) } \frac{1}{|S|^2} = \frac{1}{9}\left[\left(\frac{\mu_0}{\mu}\frac{pR}{d}\right)^2 + \right. \\ \left. + \left(\frac{\mu}{\mu_0}\frac{d}{pR}\right)^2\right] (\cosh 2p - \cos 2p) + \frac{1}{3}\frac{\mu_0}{\mu}\frac{pR}{d} (\operatorname{senh} 2p - \\ - \operatorname{sen} 2p) + \frac{1}{3}\frac{\mu}{\mu_0}\frac{d}{pR} (\operatorname{senh} 2p + \operatorname{sen} 2p) + \frac{1}{2} (\cosh 2p + \cos 2p).$$

Nel testo si sono già viste le ulteriori semplificazioni di queste formole ([27]).

Si vede che per p molto grande, $1/|S|$ si riduce alla semplice espressione:

$$1/|S| = k e^p$$

sicchè:

$$A = A^0 + \alpha d \cong A_1 d \alpha^2$$

(si veda la [50_1] nel testo); A_1 è una costante. Si ritrovano così, anche per schermi sferici, le [35] e [35_2], in cui si annullano i termini R e C relativi alla riflessione, di fronte al termine preponderante A.

Analogamente per schermi cilindrici sottili ed efficienti, aventi l'asse diretto secondo il campo, si trova:

$$[50'] \text{ (materiale non magnetico) } \frac{1}{|S|^2} = \left(\frac{pR}{2d}\right)^2 (\cosh 2p - \cos 2p) + \\ + \frac{pR}{2d} (\operatorname{senh} 2p - \operatorname{sen} 2p) + \frac{1}{2} (\cosh 2p + \cos 2p)$$

$$[51'] \text{ (materiale ferromagnetico) } \frac{1}{|S|^2} = \left(\frac{\mu_0}{\mu}\frac{pR}{2d}\right)^2 (\cosh 2p - \\ - \cos 2p) + \frac{\mu_0}{\mu}\frac{pR}{2d} (\operatorname{senh} 2p - \operatorname{sen} 2p) + \frac{1}{2} (\cosh 2p + \cos 2p).$$

Nel testo sono riportate ovvie semplificazioni [50_1], [50_2], [$51'_1$], [$51'_2$] delle formole precedenti, al limite per p molto grande o molto piccolo di fronte all'unità.

([27]) Si veda anche ivi l'osservazione sul significato di p.

BIBLIOGRAFIA

(1) A. P. WILLS: On the magnetic shielding effect of tri-lamellar spherical and cylindrical shells - Phys. Rev., 1899, IX, p. 193.
(2) A. P. WILLS: Phys. Rev., 1907, XXIV, p. 140.
(3) H. MORECROFT a. A. TURNER: The shielding of electric and magnetic fields - Proc. I. R. E., 1925, XIII, p. 477.
(4) F. OLLENDORFF: Die Rückwirkung flächenhafter Leiter auf das magnetische Feld von Spulen - E. N. T., 1929, VI, p. 479.
(5) H. BUCHHOLZ: Schirmwirkung und Wirbelstromverluste eines hohlen kreiszylindrischen Leiters im magnetischen Wechselfeld - Archiv f. Elektr., 1929, XXII, p. 360.
(6) H. KADEN: Die Schirmwirkung metallischer Hüllen gegen magnetische Wechselfelder - H. F. Techn. u. El. Ak., 1932, XL, p. 92.
(7) N. HILLERS: Die Abschirmung des magnetischen Feldes von Zylinderspulen - Telefunken Ztg., 1932, XIII, 62, p. 13.
(8) L. V. KING: Electromagnetic shielding at radio frequencies - Phil. Mag., 1933, XV, p. 201.
(9) W. LYONS: Experiments on electromagnetic shielding at frequencies between one and thirty kilocycles - Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 574.
(10) H. KADEN: Die Rückwirkung metallischer Spulenkapseln auf Verluste, Induktivität und Aussenfeld einer Spule - E. N. T., 1933, X, p. 277.
(11) G. COCCI e R. SARTORI: Espressione operazionale dell'effetto pelle in un conduttore cilindrico - R. C. Ist. Lombardo (Sci. Mat.), 1934, LXVII, p. 879.
(12) G. W. O. HOWE: The effect of screening cans on the effective inductance and resistance of coils - W. E. a. E. W., 1934, XI, p. 115; Electromagnetic screening - W. E. a. E. W., 1934, XI, p. 347.
(13) S. A. SCHELKUNOFF: The electromagnetic theory of coaxial transmission lines and cylindrical shields - Bell. S. T. J., 1934, XIII, p. 532.
(14) Radio Engng, 1935, XV (7), p. 11.
(15) S. LEVY: Electromagnetic shielding effect of an infinite plane conducting sheet placed between circular coaxial Coils - Proc. I. R. E., 1936, XXIV, p. 923.
(16) J. E. R. CONSTABLE: Electrical Screening - Wir. World, 1937, XL, p. 198.
(17) G. GIORGI: Le leghe magnetiche a ferro-nichel e le loro applicazioni industriali - En. El., 1937, XIV, p. 782.
(18) S. A. SCHELKUNOFF: The impedance concept and its application to problems of reflection, refraction, shielding and power absorption - Bell S. T. J., 1938, XVII, p. 17.
(19) W. G. GUSTAFSON: Magnetic shielding of transformers at audio frequencies - Bell S. T. J., 1938, XVII, p. 416.
(20) G. LATMIRAL: Schermi elettromagnetici - Radio e Televisione, 1938, III, p. 69.
(21) F. MOELLER: Magnetische Abschirmung durch ebene Bleche bei Tonfrequenzen - E. N. T., 1939, XVI, p. 48.
(22) C. MICHELETTA: Espressione dei più importanti operatori vettoriali nei sistemi di riferimento cartesiano cilindrico e sferico - Boll. tecn. I. M. S. T., 1939, XVIII, p. 104.
(23) V. E. LEGG: Survey of magnetic materials and applications in the telephone system - Bell S. T. J., 1939, XVIII, p. 438.
(24) W. WESTPHAL: Magnetismus. Elektromagnetisches Feld - (Handbuch der Physik, Band XV) - J. Springer, Berlin, 1927.
(25) H. BOUASSE: Cours de magnétisme et d'électricité - Delagrave, Paris.
(26) G. GIORGI: Lezioni di fisica matematica - A. Sampaolesi, Roma, 1927.
(27) E. JAHNKE u. F. EMDE: Funktionentafeln mit Formeln und Kurven - B. G. Teubner, Leipzig und Berlin, 1938.
(28) K. S. JOHNSON: Circuits de transmission pour communications téléphoniques - Gauthier-Villars, Paris, 1928.
(29) A. T. STARR: Electric circuits and wave filters - I. Pitman a. Sons, London, 1938.

POTENZIOGRAMMI E TRAIETTORIE ELETTRONICHE IN CAMPI ELETTROSTATICI

ANDREA PINCIROLI E MARTINA PANETTI

Premesso uno sguardo d'insieme sui vari modi di rilevare sperimentalmente campi elettrostatici, ci si sofferma a considerare il metodo della vasca elettrolitica, discutendone le cause di errore. Si dà qualche esempio di risultati sperimentali di campi elettrostatici sostenuti da configurazioni caratteristiche di tubi elettronici e si riportano alcune traiettorie elettroniche, dedotte con una costruzione grafica.

1. - Generalità.

Molti fra i problemi inerenti alla tecnica dei tubi a vuoto si imperniano sullo studio dell'ottica elettronica, ossia richiedono la conoscenza delle traiettorie elettroniche in campi elettrici e magnetici (1).

Nel presente lavoro si prende in esame la determinazione sperimentale del moto di un elettrone soggetto alle forze di un campo puramente elettrostatico, nell'ipotesi che la sua presenza non alteri il campo stesso. Il problema indicato confina quindi con quello più generale, che si presenta per lo più nella pratica, in cui si ricerca la traiettoria di un elettrone nel campo, tenendo conto anche dell'effetto della corrente elettronica. D'altra parte il fatto che sorgono difficoltà rilevanti per risolvere il secondo quesito e sopra tutto la considerazione, che in parecchi casi l'effetto della carica spaziale può ritenersi di importanza secondaria, inducono talvolta ad accettare la soluzione del problema elettrostatico come soluzione approssimata del caso più generale.

Fra i procedimenti sperimentali finora proposti, il più importante e fecondo di risultati sembra essere quello della vasca elettrolitica (2).

(1) E. Brüche u. O. Scherzer: Geometrische Elektronenoptik - J. Springer, Berlin, 1934.
E. Brüche u. A. Recknagel: Elektronengeräte - J. Springer, Berlin, 1941.

(2) H. Barkhausen u. J. von Brück: Der Verlauf des elektrischen Feldes in Elektronenröhren, gemessen im elektrolytischen Trog - E. T. Z., 1933, LIV, p. 175.
G. Hepp: Mesures de potentiels à l'aide de la cuve électrolytique - Rev. techn. Philips, 1939, IV, p. 235.
J. Himpan: Eine neue Ausführung des elektrolytischen Troges zur Aufnahme von Potentialfeldern - Telefunken-Röhre, 1939, 16, p. 198.
R. Theile u. J. Himpan: Die Auswahl des Elektrodenmaterials für die Feldbildaufnahme im elektrolytischen Trog - Telefunken-Röhre, 1940, 18, p. 50.
F. W. Gundlach: Die Aufnahme von Potentialbildern mit dem elektrolytischen Trog - F. T. M., 1941, p. 49.

Secondo tale metodo si perviene alla traiettoria elettronica con due operazioni successive. In primo luogo si determinano le superficie equipotenziali, o più precisamente i singoli fasci di curve, ciascuna equipotenziale, giacenti in determinati piani e relativi ad un campo elettrostatico di nota configurazione geometrica. Ciò vien fatto attraverso lo studio di un campo di corrente, che, come si vedrà, si identifica con sufficiente approssimazione con quello dato. Al tempo stesso si determina il valore che il potenziale assume su ciascuna delle curve rilevate, essendo fissato quello dei conduttori. In secondo luogo, operando sui risultati ottenuti mediante costruzioni grafiche, si esegue il tracciamento delle traiettorie elettroniche.

Un metodo puramente meccanico, quello della membrana elastica (3), porta immediatamente alla conoscenza delle traiettorie elettroniche. La semplicità del procedimento ne giustifica la larga applicazione nel campo industriale, ma l'approssimazione che si può raggiungere è assai inferiore a quella del procedimento sperimentale e grafico prima indicato.

Altri metodi di soluzione indiretta ricorrono, come quelli della vasca e della membrana elastica, a fenomeni fisici di natura differente dal fenomeno elettrostatico, ma governati da leggi formalmente analoghe a quelle relative al campo elettrostatico. Occorre che in tali fenomeni compaia una grandezza facilmente misurabile e tale che dalla sua misura si possa passare alla valutazione delle grandezze del campo elettrostatico e successivamente al tracciamento delle traiettorie degli elettroni.

I metodi di rilevamento diretto delle grandezze elettrostatiche finora adottati portano a risultati per lo più qualitativi. Si pensi ad esempio al metodo di Toepler (4) che serve a tracciare le linee di campo: si procede alla esplorazione punto per punto con un aghetto di paglia che, grazie ad un opportuno sistema di sospensione, è libero di orientarsi secondo la tangente alla linea di campo passante per il punto considerato.

PARTE I.

RILEVAMENTO DI POTENZIOGRAMMI

2. - La vasca elettrolitica nello studio di campi elettrostatici.

Per determinare con buona approssimazione le superficie equipotenziali di un campo elettrostatico ricorrendo al tracciamento di fasci di linee complanari, sezioni piane delle superficie stesse, è conveniente servirsi, come si è detto, della vasca elettrolitica. Con tale mezzo di indagine si rileva il campo di corrente che si stabilisce in un liquido conduttore, nel quale sono immersi elettrodi di data forma mantenuti a potenziali fissi.

---

(3) P. H. J. A. Kleynen: Le mouvement d'un électron dans le champ électrostatique en deux dimensions - Rev. techn. Philips, 1937, II, p. 338.

(4) E. Pugno Vanoni e C. Di Pieri: La misura delle alte tensioni mediante spinterometri - L'Elettrot., 1935, XXII, p. 661.

Che la funzione potenziale di un campo elettrostatico e quella di un campo di corrente, relativo agli stessi elettrodi ed agli stessi potenziali di questi ultimi, siano identiche (salvo alcune approssimazioni di cui si dà cenno al paragrafo 3), si deduce, com'è noto, dal fatto che dette funzioni hanno gli stessi valori sui conduttori e sono entrambe funzioni

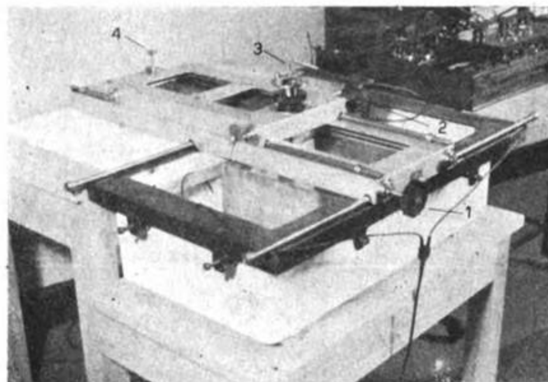


Fig. 1. — Vasca elettrolitica e attrezzatura per il prelevamento dei potenziogrammi: 1, 2, comandi per i movimenti del carrello; 3, sonda; 4, punta scrivente.

armoniche nei punti interni del dominio ed inoltre dalla proprietà che esiste una ed una sola funzione armonica che assuma sul contorno valori prefissati (unicità della soluzione del problema di Dirichlet). Quindi il potenziogramma di un campo di corrente è identico al potenziogramma del corrispondente campo elettrostatico.

Il campo determinato da un dato sistema di elettrodi si può studiare, grazie alla linearità dell'equazione di Laplace, a cui soddisfa il potenziale, costruendo in opportuna scala il modello da esaminare nella vasca elettrolitica ed applicando ad esso tensioni proporzionali a quelle date. Il potenziogramma che così si ottiene sta in similitudine geometrica con quello del caso in studio, mentre i potenziali nei singoli punti sono, a meno di un fattore costante, quelli cercati.

a) *Descrizione della vasca.* — La vasca elettrolitica, allestita in esemplari di dimensioni più o meno grandi secondo la complessità del modello in studio, è di materiale isolante. Si sono eseguite prove sperimentali, illustrate nel sèguito, riguardanti la scelta del materiale per la costruzione dei modelli. L'acqua potabile come elettrolito dà risultati soddisfacenti. Ciò è in accordo con quanto hanno riscontrato altri autori.

La vasca è corredata di dispositivo meccanico (carrello di esplorazione) e di apparecchiatura elettrica (fig. 1), per mezzo dei quali è pos-

sibile prelevare la tensione fra un punto generico dell'elettrolito ed uno di riferimento, che normalmente è uno degli elettrodi, misurarla e tracciare la linea equipotenziale passante per il punto scelto.

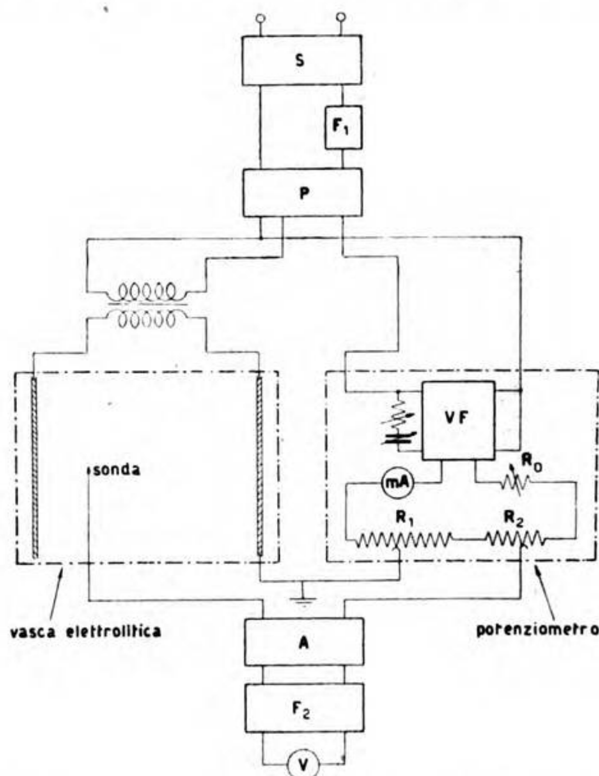


Fig. 2. — Schema elettrico per la misura dei potenziali nella vasca elettrolitica.

b) *Prelevamento e misura delle tensioni.* — Per il prelievo delle tensioni si usa una sonda costituita da un filo metallico elettricamente isolato, tranne che per una piccola porzione terminale, la cui estremità può venir spostata sia alla superficie, sia nell'interno del liquido.

Allo scopo di portare la sonda in un punto scelto a piacere, si fa uso di un carrello meccanico dotato di due movimenti ortogonali in un piano orizzontale; la sonda è solidale con il carrello per gli spostamenti orizzontali, mentre può liberamente spostarsi lungo la verticale. È infine prevista la possibilità di provocare piccoli spostamenti della sonda mantenendo fisso il carrello, che permettono di dedurre la direzione del campo elettrico.

La misura della tensione fra sonda ed elettrodo di riferimento vien fatta con dispositivi a ponte ovvero potenziometrici. I primi presentano il vantaggio di non richiedere la stabilizzazione della tensione di alimentazione, ma per contro non forniscono direttamente i valori della fase. Per la vasca usata nelle esperienze ci si è valsi di un dispositivo del secondo tipo, e precisamente di un potenziometro per corrente alternata. Nella figura 2 è indicata la disposizione di misura. Oltre alle resistenze antinduttive tarate (R_1, R_2) ed a quella (R_0) del reostato per la regolazione della corrente, sono posti in serie nel circuito potenziometrico: per l'alimentazione con tensione alternata, il rotore di un variatore di fase (VF), i cui avvolgimenti statorici sono alimentati in parallelo con tensioni in quadratura; per la verifica della corrente, un milliamperometro elettrodinamico (mA).

c) Alimentazione e rivelazione. — Nella vasca vengono applicati potenziali alternativi allo scopo di ridurre gli effetti della polarizzazione. A tale riguardo la frequenza di 50 Hz è risultata accettabile. Le tensioni agli elettrodi ed al variatore di fase sono date dalla tensione di rete resa, per quanto possibile, costante in ampiezza mediante uno stabilizzatore (S) a ferro saturo e filtrata con un circuito oscillatorio (F_1) del tipo in serie accordato sulla frequenza della tensione di alimentazione. Questa tensione, ridotta con un partitore resistivo (P), va al primario di un trasformatore, che fornisce la tensione agli elettrodi, ed agli avvolgimenti statorici del variatore di fase.

Per la rivelazione di zero si utilizza uno strumento ad ossido (V), preceduto da un amplificatore (A) e da un filtro (F_2). È opportuna la presenza del filtro per ottenere uno zero marcato, dato che nella corrente che fluisce nel circuito potenziometrico ed in quella che traversa l'elettrolito vengono introdotte percentuali di armoniche da elementi affatto indipendenti.

d) Rilevamento di potenziogrammi. — Per il tracciamento delle linee equipotenziali si opera come segue: si applicano tensioni determinate agli elettrodi; fissato sul potenziometro un valore prescelto V_0 del potenziale, si raggiunge con la sonda un punto della linea equipotenziale $V = V_0$ spostandola nel campo fino a che lo strumento di rivelazione indichi un minimo; si manovrano infine successivamente i due comandi del carrello in modo da squilibrare lievemente e successivamente ripristinare le condizioni di azzeramento.

In tal maniera, potendosi procedere con spostamenti piccoli, la sonda segue una spezzata a gradini, i cui vertici sono alternativamente punti della linea $V = V_0$ e punti da scartarsi per il rilievo del potenziogramma.

Una punta scrivente, rigidamente connessa col carrello, registra il percorso della sonda in piano orizzontale. Nel caso che si studi un problema tridimensionale, variando la quota della sonda si ottengono i rilievi delle linee equipotenziali giacenti in piani orizzontali prescelti.

3. - Cause di errore nel rilevamento di potenziogrammi.

La precedente affermazione circa l'identità fra campo elettrostatico e campo di corrente elettrolitica non è rigorosa, perchè quest'ultimo differisce dal primo per motivi di carattere geometrico, quali la presenza delle pareti della vasca, che vengono a limitare il campo elettrolitico, e per fenomeni di natura elettrochimica, quali da un lato i gradini di potenziale che si localizzano lungo le superficie di contatto fra l'elettrolito ed i singoli elettrodi, e d'altra parte le eventuali inomogeneità della concentrazione ionica in seno all'elettrolito. Infine sussistono cause meccaniche di errore nella registrazione dei potenziogrammi, quali inevitabili difetti costruttivi del carrello che infirmano specialmente la rigidezza del sistema costituito dalla sonda di esplorazione e dalla punta scrivente. In sèguito si illustrano la prima e la seconda causa di errore e si fa cenno ai mezzi più adatti per ridurle entro limiti sufficientemente piccoli.

a) *Effetto delle superficie limiti dell'elettrolito.* — La prima causa di errore, di solito preminente sulle altre, è dovuta al fatto che il liquido in cui è immerso il modello, anzichè estendersi indefinitamente, è racchiuso entro lo spazio limitato dalle pareti della vasca e dalla superficie libera. Queste perciò introducono nel problema elettrolitico vincoli estranei a quello elettrostatico, poichè le linee di corrente lambiscono le pareti, nell'ipotesi che queste sieno costruite di materiale isolante, e risultano tangenti al piano del velo libero, mentre ciò non si verifica nel campo elettrostatico teorico: in realtà talvolta anche il campo elettrostatico viene alterato sensibilmente rispetto a quello teorico, relativo alla presenza dei soli elettrodi in studio, da eventuali cariche elettriche localizzate sulla superficie che racchiude il sistema.

Da tali considerazioni si deduce che con la vasca, a causa delle sue dimensioni finite, invece del campo del modello in esame, si dispone di un campo deformato. Questo corrisponde (avendo la vasca forma di un parallelepipedo) ad un sistema così composto: modello in esame; immagini del modello ottenute per prima riflessione sui piani che contengono le superficie limiti; e in generale immagini d'ordine n (per $n = 1, 2, 3, \dots$) ottenute per riflessione di quelle d'ordine $n - 1$ sugli stessi piani. I segni dei potenziali, nei punti corrispondenti di due immagini successive, si sceglieranno uguali, se la superficie di riflessione è isolante, opposti se conduttrice. Si ricorre a pareti conduttrici se nel modello esistono piani a cui, per ragioni di simmetria, le linee di corrente debbono risultare perpendicolari.

L'effetto di specchiamento può tornare utile, quando la configurazione in studio ammette piani di simmetria geometrica, che siano di simmetria (o antisimmetria) per i valori dei potenziali applicati. In tal caso conviene anzitutto costruire un modello parziale limitato da detti piani, ed inoltre introdurre il modello nella vasca elettrolitica in modo che i piani di simmetria (o antisimmetria) per i potenziali vengano a

coincidere con pareti isolanti (o conduttrici). È evidente poi che l'effetto di specchiamento riesce vantaggioso nello studio di configurazioni indefinitamente estese ovvero periodiche.

In generale però tale effetto è dannoso: lo si limita mantenendo fra elettrodi e pareti distanze considerevoli in relazione con le dimensioni del modello. D'altra parte non lo si avverte quando interessa un campo del tutto chiuso entro un elettrodo, come si verifica spesso in pratica.

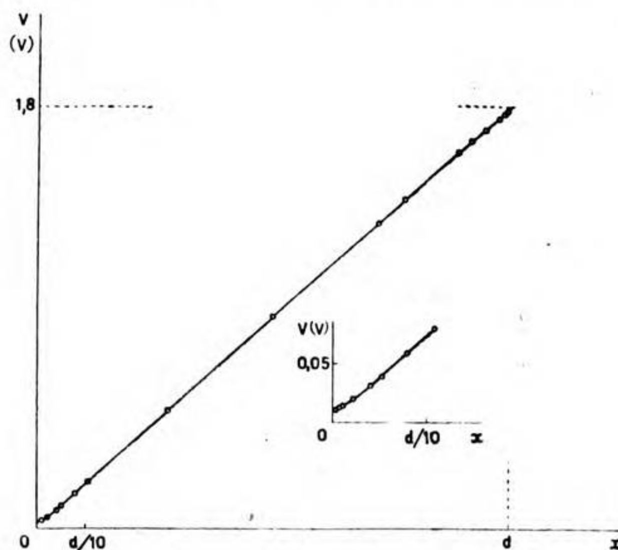


Fig. 3. — Andamento sperimentale del potenziale fra due elettrodi piani.

b) *Effetto dei fenomeni elettrolitici sulle misure di potenziale.* — Altra causa di errore risiede nei fenomeni elettrochimici che si manifestano alla superficie degli elettrodi. Per individuarne l'entità conviene rilevare sperimentalmente l'andamento di potenziale in un campo uniforme.

All'uopo si dispongono ai due estremi della vasca due lastre piane parallele (fig. 2) estese alla sua intera sezione. Esse, in virtù dell'effetto di specchiamento, si comportano come piani indefiniti.

Si sono usati come elettrodi lastre di rame, di ferro e di rame nichelato e sonda dello stesso materiale delle lastre.

A queste si sono applicate tensioni alternative (del valore di pochi volt) allo scopo di ridurre l'effetto della polarizzazione.

Si è misurata la tensione fra uno degli elettrodi mantenuto a potenziale di terra ed i punti della superficie liquida giacenti sopra una per-

pendicolare agli elettrodi. Nella figura 3 è riportato, per lastre di rame nichelato, l'andamento di questa tensione in funzione della distanza x fra il punto generico e l'elettrodo di riferimento. La linea sperimentale non è la retta di ordinate estreme 0 e 1,8 V (valori efficaci dei potenziali applicati): in seno all'elettrolito al crescere di x il potenziale parte da un valore positivo e raggiunge un valore debolmente inferiore a 1,8 V. Nella regione vicina all'elettrodo a potenziale di terra è palese una lieve concavità verso l'alto; in tutta la regione intermedia ed in prossimità dell'altro elettrodo l'andamento risulta praticamente lineare.

Il gradino di potenziale localizzato sull'elettrodo di riferimento ha il valore di 0,010 V. In analoghe prove su elettrodi di rame e di ferro, le curve presentano andamenti simili mentre il gradino di potenziale risulta rispettivamente di 0,015, 0,012 V. Questi risultati si riferiscono a distanza di 40 cm fra gli elettrodi, a tensione applicata di 1,8 V, come già si è detto. Quanto allo stato della superficie si è provveduto ad eliminare gli strati di ossido prima delle misure. Appare quindi vantaggioso costruire modelli con metalli inattivi, non soggetti cioè ad alterazione della superficie.

A tale riguardo altri sperimentatori (5) operando su elettrodi metallici protetti da sottile strato di una speciale vernice grafitica, ottennero un valore del gradino di potenziale praticamente inavvertibile.

Si sono eseguite alcune prove su lastre di rame rivestite di vernice alla nitrocellulosa a base di grafite cristallina di differente finezza e purezza. I valori ottenuti sono prossimi a quelli dei metalli senza strato di ossido e migliorano con l'abbassarsi del tenore di silicio. Su un campione al 4% di silicio è stato misurato un gradino di 0,017 V, sempre per i valori più sopra indicati della distanza fra gli elettrodi e della tensione applicata. Inoltre si è riscontrato che, lucidando gli elettrodi grafitati, il gradino scende ai 6/10 del valore che assume per elettrodi opachi. Questi risultati suggerirebbero quindi di ricorrere a vernici preparate con grafite amorfa.

In conclusione gli elettrodi protetti con grafite cristallina non soddisfano che parzialmente ai requisiti voluti; invero la laboriosa preparazione è compensata dal solo vantaggio di qualità buone di permanenza delle caratteristiche della superficie.

Per correggere l'errore dovuto al gradino di potenziale nel rilevare potenziogrammi, si può applicare ad ogni elettrodo in luogo del potenziale ad esso assegnato un valore che ne differisce di una quantità opportuna, da determinarsi volta per volta in modo che i potenziali dell'elettrolito adiacenti all'elettrodo risultino quanto più prossimi al valore assegnato all'elettrodo stesso dal problema elettrostatico.

---

(5) H. SCHMUDE u. H. SCHWENKHAGEN: Ein neues Elektrodenmaterial für Feldmessungen im elektrolytischen Trog - Telefunken-Röhre, 1942, 24-25, p. 47

PARTE II.

POTENZIOGRAMMI E TRAIETTORIE ELETTRONICHE IN ALCUNI CAMPI ELETTROSTATICI

4. - Potenziogrammi relativi a tubi elettronici.

Come esempio dei risultati che si possono conseguire con la vasca elettrolitica nel risolvere problemi bidimensionali e tridimensionali, si

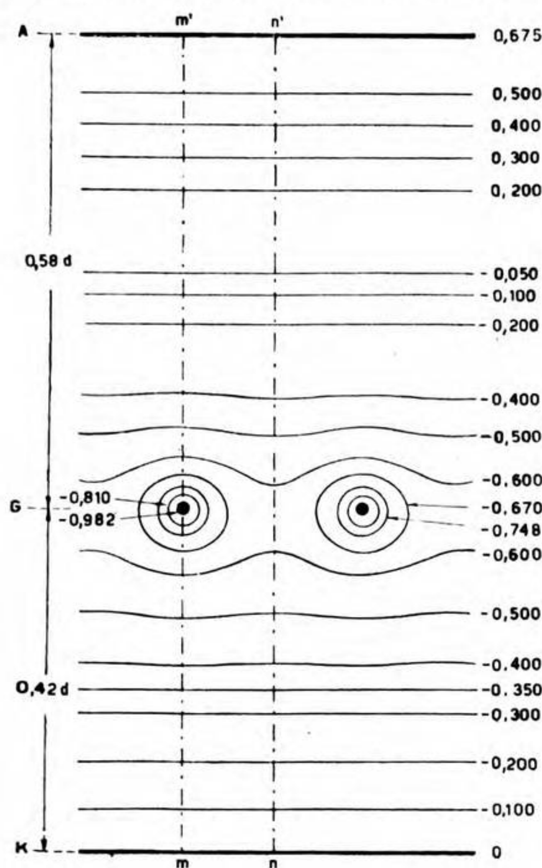


Fig. 4. — Potenziogramma di un triodo piano: i potenziali sono espressi in volt.

è scelto il rilevamento dei campi elettrostatici di un triodo ideale (campo bidimensionale) e del pentodo Philips EF 6 (campo tridimensionale).

a) Il potenziogramma di un triodo con elementi a disposizione piana. — Il triodo ideale che si è considerato è costituito da tre elementi a disposizione piana; il catodo (*K*) e l'anodo (*A*) (fig. 4) sono due elettrodi

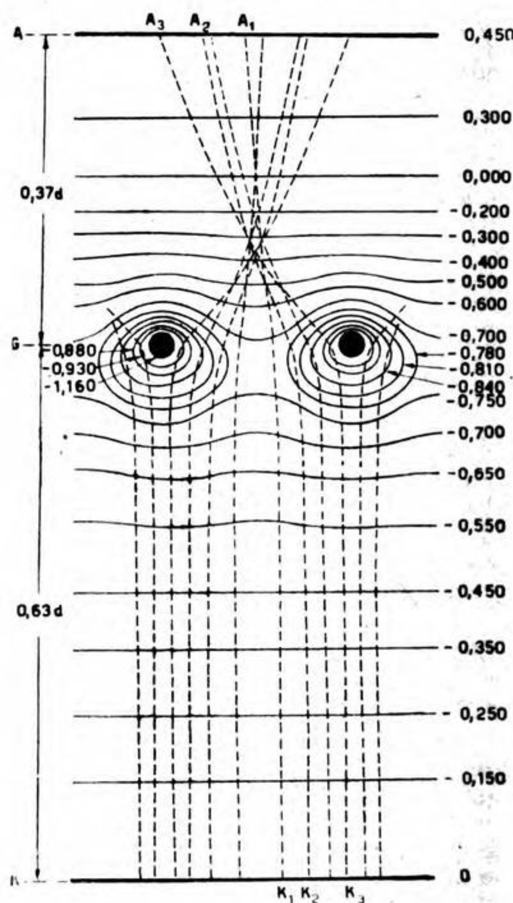


Fig. 5. — Potenziogramma di un triodo piano e traiettorie elettroniche caratteristiche: i potenziali sono espressi in volt.

piani paralleli indefiniti; fra essi in un piano di eguale giacitura stanno gli assi di una serie infinita di conduttori equidistanti cilindrici a sezione circolare raffiguranti la griglia (*G*).

Le condizioni sperimentali riproducono quelle ideali di estensione indefinita del catodo e dell'anodo e di numero infinito di elementi di griglia, purchè, secondo quanto si è detto nel precedente paragrafo, una

dimensione della vasca sia multipla della distanza fra i conduttori di griglia ed il modello sia opportunamente disposto nella vasca. I potenziogrammi ottenuti per due modelli, differenti fra loro nei riguardi delle dimensioni dei conduttori di griglia (rapporto 2: 5) e della distanza

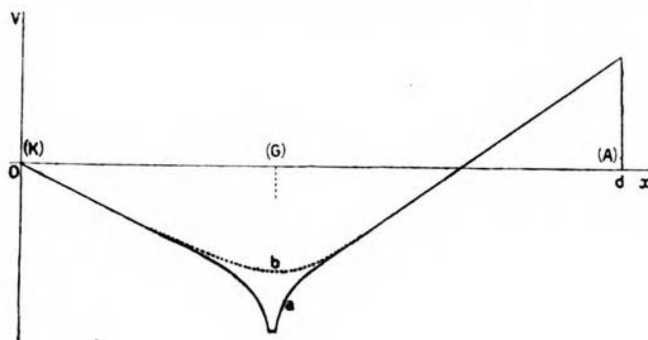


Fig. 6. — Andamento del potenziale nel triodo piano di figura 4 lungo le sezioni *mm'* (curva *a*), *nn'* (curva *b*).

griglia-catodo (rapporto 2 : 3) sono illustrati rispettivamente nelle figure 4 e 5. Le tensioni applicate agli elettrodi sono deducibili dall'esame delle figure.

A titolo illustrativo si indica nella figura 6 l'andamento del potenziale in funzione della distanza (x) dal catodo (K) lungo le due sezioni *mm'*, *nn'* del primo modello. Si riscontra un gradiente del potenziale circa costante per un tratto assai esteso adiacente all'anodo ed al catodo e che varia rapidamente in vicinanza dei conduttori di griglia, zona che sul potenziogramma corrisponde alla regione in cui le curve equipotenziali sono chiuse e ravvicinate.

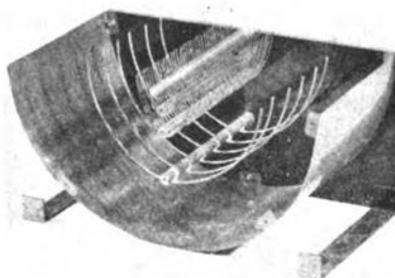


Fig. 7. — Modello del pentodo Philips EF 6.

b) *Il potenziogramma di un pentodo.* — Sopra un modello del pentodo Philips EF 6 è stato rilevato il potenziogramma in un piano assiale del tubo.

Il modello (fig. 7) rappresenta la parte compresa fra due piani π_1 e π_2 normali all'asse del tubo stesso; anzi raffigura metà di tale parte limitata dal piano assiale che contiene gli assi minori della struttura ellittica del tubo. In tale modo si possono eseguire i rilievi sperimentali nel piano stesso.

Ragioni costruttive richiedono l'introduzione di due sostegni di materiale isolante (della cui presenza non si tiene conto), giacenti secondo i piani π_1 e π_2, che, quanto all'effetto di specchiamento, si comportano

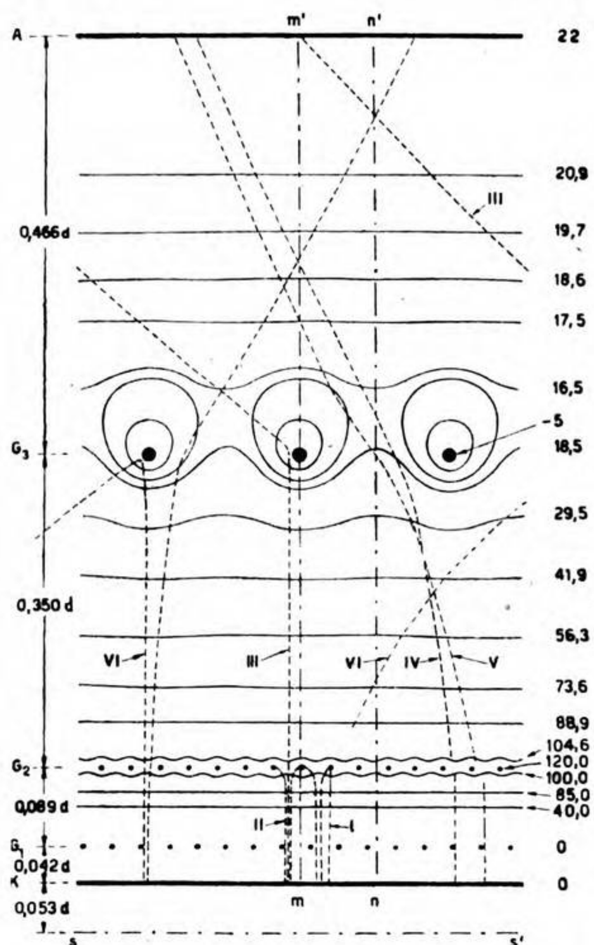


Fig. 8. — Potenziogramma del pentodo Philips EF 6 e traiettorie elettroniche: i potenziali sono espressi in volt.

come le due pareti isolanti della vasca perpendicolari all'asse del modello. Il modello viene introdotto nella vasca in modo che il velo libero ed il piano assiale risultino coincidenti. È chiaro che in virtù dell'effetto di specchiamento i sostegni eliminano l'effetto dei bordi nelle regioni estreme

dei due cilindri, che rappresentano catodo ed anodo, mentre d'altra parte i sostegni stessi ed il velo libero introducono una leggera distorsione nel campo: infatti, dato che il pentodo non possiede alcun piano di simmetria, si ha per specchiamento un sistema, il quale lungo l'asse risulta

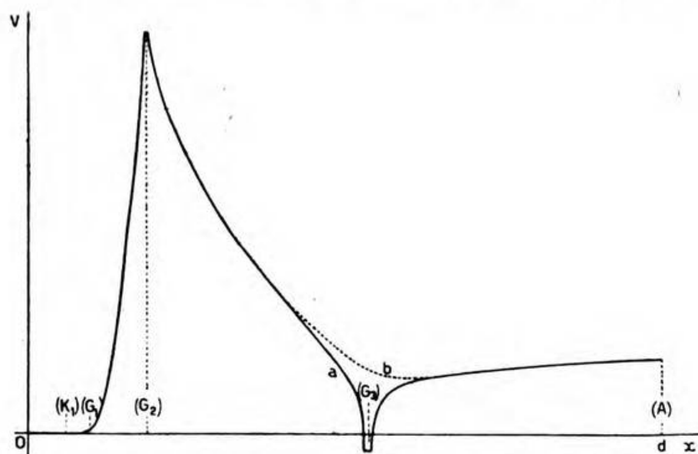


Fig. 9. — Andamento del potenziale nel pentodo di figura 8 lungo le sezioni *mm'* (curva *a*), *nn'* (curva *b*).

composto di infiniti elementi, che si ripetono con periodo doppio della distanza fra π_1 e π_2. Analogamente dicasi per lo specchiamento sul velo libero.

Gli errori che vengono introdotti per tale ragione sono lievi, dato che il rapporto fra il passo delle tre eliche (griglie) ed i rispettivi raggi si aggira su valori bassi (0,368, 0,173, 0,270 per la prima, seconda e terza griglia). L'effetto delle pareti della vasca parallele all'asse è in tal caso schermato dall'anodo. Nella figura 8 sono indicati l'asse *ss'* del pentodo, le tracce nel piano assiale del catodo (*K*), dell'anodo (*A*) e delle spire delle tre griglie (G_1, G_2, G_3). Dalla figura stessa risultano le dimensioni del modello, ingrandito 25 volte rispetto al vero, espresse in funzione della distanza *d* tra la traccia dell'anodo e l'asse, che misura 19 cm.

Le tensioni fra gli elettrodi per il rilevamento del potenziogramma hanno sempre il solito ordine di grandezza. La figura 8 porta i valori dei potenziali (0, 0, + 120, — 5, + 22 V per catodo, griglie, anodo) proporzionali a quelli applicati e la figura 9 indica l'andamento del potenziale lungo due sezioni caratteristiche *mm'*, *nn'*. Tale distribuzione di potenziali è stata prescelta per lo studio del pentodo quale tubo a campo frenante, e porta a conclusioni illustrate nel sèguito.

5. - Costruzione grafica delle traiettorie elettroniche.

Sopra il potenziogramma sperimentale del triodo piano riportato nella figura 5 si sono tracciate alcune traiettorie elettroniche di particolare rilievo, valide per correnti elettroniche di piccola densità, ossia nell'ipotesi che si possa trascurare l'effetto della carica spaziale sul campo. Si è inoltre introdotta l'ipotesi che gli elettroni entrino nel campo con velocità normale al catodo e che posseggano un'energia pari ad 1 volt-elettrone.

Con una nota costruzione grafica [6] si ottengono facilmente le traiettorie per successivi tronchi rettilinei i cui vertici stanno sopra le linee equipotenziali. Viene messa in evidenza dal tracciato la ben nota proprietà di lente elettronica convergente che compete allo spazio compreso fra due conduttori di griglia, dati i valori dei potenziali applicati. Per effetto della convergenza della regione fra griglia e anodo si ha in vicinanza di quest'ultimo una disuniforme densità di corrente elettronica. Invero, mentre gli elettroni che provengono dalle immediate vicinanze di K_1, K_2, sono deviati debolmente e cadono rispettivamente in A_1, A_2, fra quelli che si dipartono dalle vicinanze di K_3 i centrali ritornano al catodo, poichè giungono in zone in cui la loro velocità si annulla ed il campo ritardante li respinge verso il catodo stesso; quelli estremi invece proseguono fino all'anodo in A_3 subendo una deviazione marcata. Sull'anodo si riscontra una zona di bombardamento elettronico più intenso nella regione A_1.

Per il pentodo sono date traiettorie elettroniche caratteristiche in figura 8, sempre nelle ipotesi di assenza di carica spaziale e di velocità iniziale normale al catodo; l'energia di uscita dal catodo si è assunta pari a 0,2 volt-elettrone. La traiettoria I ha ovviamente andamento rettilineo; la II oltrepassa la prima griglia per venir nel sèguito deflessa e convergere sulla seconda griglia. Si è tracciata la traiettoria di un elettrone (curva III) che passa al centro della distanza fra due spire contigue della seconda griglia, prosegue fino a zone prossime alla terza griglia, ove subisce una deviazione molto marcata, per giungere poi all'anodo. Costruendo ulteriori traiettorie si viene a delimitare la zona assai ristretta del catodo da cui fuoriescono elettroni che oltrepassano la seconda e la terza griglia. Poichè sul catodo l'intensità del campo appare costante dai rilievi sperimentali, e quindi la densità di corrente uscente dal catodo stesso non dipende dal posto, si conclude che è possibile prevedere il rapporto fra le correnti della seconda griglia e dell'anodo determinando i vari tratti dell'anodo che contribuiscono all'una ed all'altra delle due correnti. Per completezza si è infine indicata la traiettoria elettronica (curva VI), che giunge di fronte alle spire della terza griglia e che, come si è detto per il caso del triodo, non riesce a raggiungere l'anodo, ma

[6] G. Hepp: loc. cit. nota [2].

ricade sulla seconda griglia ovvero sul catodo. Bisogna pertanto tenerne conto nello studio della distribuzione delle correnti (7).

In realtà la percentuale di elettroni respinti verso la seconda griglia rispetto al numero di quelli che la oltrepassano è assai più alta di quella esigua che si ricava con il presente procedimento; ciò è dovuto alla presenza della carica spaziale, che, intensificando fortemente il campo frenante, può arrestare gli elettroni assai prima che raggiungano la terza griglia (catodo virtuale) e determinare l'inversione del moto. Sotto questo aspetto il metodo non può dare previsioni soddisfacenti.

Nella costruzione delle traiettorie elettroniche di tubi a più griglie, spesso si devono interpolare — specialmente nei dintorni di una griglia — parecchie curve equipotenziali, il cui tracciamento non è possibile a causa delle dimensioni troppo limitate del modello. Si può allora ricorrere ad un rilevamento locale del campo, operando per comodità su un triodo ad elementi piani con distanze interelettrodiche variabili. Applicati agli elettrodi i potenziali indicati dal potenziogramma, si ricavano le curve che interessano, purchè queste siano comprese fra due linee equipotenziali sensibilmente rettilinee e parallele. (I risultati sono approssimati, poichè ad una configurazione con elementi curvi si viene a sostituire una configurazione con elementi piani; ma l'errore è tanto più piccolo, quanto più è limitata la zona che si considera rispetto al raggio di curvatura dell'elemento in esame).

Pertanto i potenziogrammi delle figure 4 e 5 con opportuni valori dei potenziali agli elettrodi possono servire per lo studio locale di traiettorie elettroniche di tubi a più griglie, poichè, determinate le traiettorie sul potenziogramma complessivo fino all'inizio della regione in cui si opera l'interpolazione, e ricavate ivi le condizioni del moto elettronico, si è in grado di proseguire nella costruzione sul potenziogramma ausiliario, accettando come condizioni iniziali del moto le condizioni trovate.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

(7) A. Pinciroli: Resistenze differenziali negative a campo frenante - A. F., 1942, XI, p. 355.

CAMPO ELETTROMAGNETICO NELLE CAVITÀ RISONANTI

MANLIO ABELE

Si studiano le proprietà del campo elettromagnetico internamente a cavità limitate da superficie di rivoluzione e non affette da perdite nè nel dielettrico, nè nel metallo. Lo studio è limitato ai regimi elettromagnetici per cui nessun piano meridiano è un piano nodale nè per il campo elettrico nè per il campo magnetico. Si pone in evidenza l'esistenza di punti in cui è nullo il campo elettrico; lo studio delle proprietà di questi punti permette di procedere rapidamente al tracciamento qualitativo delle linee di campo elettrico. In base ai risultati della trattazione generale viene quindi studiato il regime oscillatorio corrispondente alla frequenza fondamentale di risonanza di due cavità speciali: una cavità torica ed una cavità quasi cilindrica.

Introduzione.

1\. - I circuiti oscillatòri per onde decimetriche, del tipo così detto a cavità risonanti, sono sostanzialmente costituiti da cavità metalliche chiuse, in cui si localizza un campo elettromagnetico stazionario. Di tali cavità, assegnata la forma geometrica della loro superficie, e supposte note la conduttività del metallo entro cui sono praticate e la natura del dielettrico, interessa determinare le condizioni di funzionamento, cioè calcolare le frequenze proprie di risonanza, il coefficiente di risonanza e la configurazione del campo elettromagnetico interno.

In generale, per il calcolo delle frequenze di risonanza e per lo studio della configurazione del campo elettromagnetico, si può, in prima approssimazione, trascurare la dissipazione di energia nel metallo e studiare quindi la cavità come se questa fosse praticata in un metallo di conduttività infinita. In tal caso una condizione al contorno cui deve soddisfare il campo elettromagnetico, internamente alla cavità, è che in ogni punto della superficie il campo elettrico risulti ortogonale alla superficie stessa.

Il concetto generale su cui viene allora impostato lo studio delle condizioni di funzionamento è il seguente. Considerando per semplicità una cavità limitata da una superficie di rivoluzione attorno ad un asse, si supponga di poter scegliere un sistema di coordinate curvilinee ortogonali u, v, ψ ($\psi =$ longitudine) tale che la superficie della cavità sia data

ad esempio dall'equazione $u = c$ se con c si indica una costante [1]. Scritto il sistema di equazioni di Maxwell in coordinate u, v, ψ, si ottiene per ogni componente del campo elettrico e del campo magnetico una equazione differenziale a derivate parziali. Se è possibile effettuare la separazione delle variabili indipendenti, si ottengono facilmente le frequenze di risonanza della cavità, imponendo la condizione che per $u = c$ siano nulle le componenti E_v, E_ψ del campo elettrico. Si comprende come questo ragionamento si estenda al caso generale, in cui la superficie della cavità non sia di rivoluzione, purchè comunque esprimibile in un sistema di coordinate curvilinee ortogonali.

In tal modo vari autori hanno studiato le forme geometriche elementari: cavità cilindriche a sezione rettangolare, circolare o ellittica, cavità sferiche, cavità ellissoidiche [2].

Se non che, quando i circuiti a cavità sono portati nel campo delle applicazioni tecniche, necessità di varia natura impongono l'adozione di forme geometriche che si allontanano notevolmente dai casi elementari suddetti. Allora lo studio delle condizioni di funzionamento della cavità diventa molto più complesso e dà luogo soltanto a soluzioni approssimate, che si ottengono per mezzo di calcoli generalmente delicati e sempre molto laboriosi.

Ricavati con calcoli approssimati, in ogni punto interno alla cavità, i valori del campo elettrico e del campo magnetico, risulta univocamente determinata nello spazio una configurazione di campo elettromagnetico. Questa ammette un sistema di superficie che soddisfano alla condizione al contorno sopraddetta, e tra esse si deve scegliere quella che maggiormente si approssima alla superficie della cavità assegnata. Si ha quindi un mezzo immediato di verifica della legittimità delle approssimazioni introdotte nel calcolo.

In altre parole lo studio delle condizioni di funzionamento di una cavità di data superficie è più propriamente lo studio della configurazione di campo elettromagnetico che determina un sistema di superficie cui deve appartenere la superficie della cavità assegnata. Si comprende quindi la necessità di conoscere le proprietà generali di questi campi elettromagnetici stazionari. È questo appunto lo scopo del presente lavoro in cui si vedrà come, in base a tali proprietà, lo studio delle condizioni di funzionamento di cavità di forma geometrica complessa si possa tradurre utilmente nello studio del numero e della natura dei punti singolari delle equazioni differenziali delle linee di campo elettrico.

Si considerano soltanto cavità limitate da una superficie di rivoluzione attorno ad un asse. Inoltre, poichè di ogni cavità interessa essenzialmente

---

(1) M. JOUQUET: C. R. Acad. Sci., 1939, CCIX, p. 203.
(2) W. W. HANSEN: J. appl. Phys., 1938, IX, p. 654.
T. G. OWE BERG: H. F. Techn. u. El. Ak., 1941, LVII, p. 56.
W. W. HANSEN a. R. D. RICHTMYER: J. appl. Phys., 1939, X, p. 189.

il regime di funzionamento alla frequenza fondamentale di risonanza. viene esaminato il regime elettromagnetico a simmetria di rivoluzione attorno all'asse della cavità.

Trattazione generale.

2. - Si consideri una cavità limitata da una superficie S di rivoluzione attorno all'asse Oz. Per ipotesi S è la superficie di un metallo di conduttività infinita ed il mezzo che riempie la cavità è un dielettrico privo di perdite. Ogni punto P interno alla cavità sia dato in un sistema di coordinate sferiche r, ϑ, ψ, avente per asse polare Oz e per centro O. Nella figura è rappresentato il piano meridiano passante per P. Si supponga il regime elettromagnetico della cavità tale che nessun piano meridiano sia un piano nodale per il campo elettrico e neanche per il campo magnetico. In tal caso le componenti del campo elettrico e del campo magnetico risultano indipendenti dalla coordinata ψ.

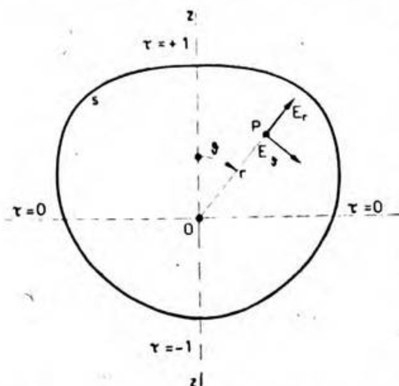


Fig. 1. — Sezione meridiana di una cavità risonante.

Premesse queste ipotesi, in regime permanente sinusoidale di pulsazione $\omega = 2\pi f$ (f = frequenza), dalle equazioni di Maxwell, scritte in coordinate r, ϑ, ψ, si ricavano i due sistemi:

$$[1'] \quad \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{r \operatorname{sen} \vartheta} \frac{\partial}{\partial \vartheta} \left| H_\psi \operatorname{sen} \vartheta \right| = j \omega \varepsilon E_r \\ & \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left| r H_\psi \right| = - j \omega \varepsilon E_\vartheta \\ & \frac{1}{r} \left[\frac{\partial}{\partial r} (r E_\vartheta) - \frac{\partial}{\partial \vartheta} E_r \right] = - j \omega \mu H_\psi \end{aligned} \right.$$

$$[1''] \quad \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{r \operatorname{sen} \vartheta} \frac{\partial}{\partial \vartheta} \left| E_\psi \operatorname{sen} \vartheta \right| = - j \omega \mu H_r \\ & \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left| r E_\psi \right| = j \omega \mu H_\vartheta \\ & \frac{1}{r} \left[\frac{\partial}{\partial r} (r H_\vartheta) - \frac{\partial}{\partial \vartheta} H_r \right] = j \omega \varepsilon E_\psi , \end{aligned} \right.$$

in cui E_r, E_ϑ, E_ψ, H_r, H_ϑ, H_ψ, sono rispettivamente le componenti del campo elettrico e del campo magnetico; ε, μ sono rispettivamente la permeabilità elettrica e la permeabilità magnetica del mezzo costituente la cavità; $j = \sqrt{-1}$.

I sistemi [1'], [1''] rappresentano due distinti regimi elettromagnetici: il primo, in cui il campo magnetico è dato dalla sola componente trasversale H_ψ, definisce un regime che si chiama di tipo elettrico; il secondo, in cui il campo elettrico è dato dalla sola componente trasversale E_ψ, definisce un regime che si chiama di tipo magnetico.

Nel presente lavoro, poichè di una cavità interessano essenzialmente le condizioni di funzionamento alla frequenza fondamentale di risonanza, si studia il regime elettromagnetico definito dal sistema [1']. Risolto questo sistema rispetto alle componenti del campo elettrico, gli integrali generali delle equazioni in E_r, E_ϑ, valgono rispettivamente:

$$[2] \quad \begin{cases} E_r = r^{-3/2} \sum_{n=0}^{\infty} n\,(n+1) \left[\alpha_n P_n(\tau) + \beta_n Q_n(\tau)\right] \left[J_{n+\frac{1}{2}}(kr) + \gamma_n Y_{n+\frac{1}{2}}(kr)\right] \\ E_\vartheta = -r^{-1} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\alpha_n P^1_n(\tau) + \beta_n Q^1_n(\tau)\right] \dfrac{d}{dr} \left\{ r^{1/2} \left[J_{n+\frac{1}{2}}(kr) + \gamma_n Y_{n+\frac{1}{2}}(kr)\right] \right\}, \end{cases}$$

dove $P_n(\tau)$, $Q_n(\tau)$ sono rispettivamente i polinomi di Legendre di prima e di seconda specie di ordine n; $\tau = \cos\vartheta$; $P^1_n(\tau)$, $Q^1_n(\tau)$ sono le corrispondenti funzioni associate di Legendre; $J_{n+\frac{1}{2}}$, $Y_{n+\frac{1}{2}}$ sono le funzioni di Bessel rispettivamente di prima e di seconda specie di ordine $n + 1/2$, e k è dato dalla relazione:

$$[3] \qquad k = \omega \sqrt{\varepsilon \mu} = \frac{2\pi}{\lambda},$$

dove λ è la lunghezza d'onda; i coefficienti α_n, β_n, γ_n sono costanti da determinarsi, insieme con k, con le condizioni al contorno.

Ora le [2] valgono qualunque sia la sezione meridiana della cavità. Se la cavità, oltre ad essere di rivoluzione attorno all'asse Oz, è anche simmetrica rispetto al punto O, il piano $\vartheta = \pi/2$ ($\tau = 0$) deve essere un piano di simmetria rispetto alla configurazione del campo elettromagnetico. Questa condizione è verificata se E_ϑ, E_r sono rispettivamente una funzione pari ed una funzione dispari di τ (3). In tal caso, per le proprietà delle funzioni di Legendre, nelle [2] per n pari sono nulli tutti i coefficienti α_n ($\alpha_0 = \alpha_2 = \alpha_4 = ... = 0$), e per n dispari sono nulli tutti i coefficienti β_n ($\beta_1 = \beta_3 = \beta_5 = ... = 0$).

Inoltre se la cavità è del tipo rappresentato nella figura 1 in cui il centro O appartiene alla cavità, le costanti γ_n sono tutte nulle, perchè

(3) Si trascura il caso, di minore interesse, in cui la condizione di simmetria è soddisfatta anche per E_r funzione pari di τ, ed E_ϑ funzione dispari di τ.

le funzioni di Bessel di seconda specie tendono all'infinito quando il loro argomento tende a zero; analogamente, se l'asse di rivoluzione Oz appartiene alla cavità, devono essere nulli tutti i coefficienti β_n perchè per $|\tau| \to 1$ le funzioni $Q_n(\tau)$, $Q^1{}_n(\tau)$ tendono all'infinito.

3. - Si supponga che, fissato ad arbitrio il valore del campo elettrico dato dalle [2] in un punto qualsiasi interno alla cavità, ed imposta la condizione al contorno che in ogni punto della superficie S il campo elettrico sia o nullo o diretto normalmente alla superficie stessa, si siano determinati nelle [2] i coefficienti α_n, β_n, γ_n, e k. Il parametro k assume la serie di valori discreti k_0, k_1, k_2, ... corrispondenti per la [3] alle successive lunghezze d'onda di risonanza λ_0, λ_1, λ_2, ... Se k_0 è il più piccolo valore finito assunto da k, si chiama $\lambda_0 = 2\pi/k_0$ la lunghezza d'onda fondamentale di risonanza della cavità.

Supposte dunque note tutte le costanti arbitrarie, le componenti del campo elettrico date dalle [2] sono allora due funzioni $E_r(r, \vartheta)$, $E_\vartheta(r, \vartheta)$ delle sole variabili indipendenti r, ϑ.

Nel piano meridiano della cavità, le componenti $E_r(r, \vartheta)$, $E_\vartheta(r, \vartheta)$ individuano una famiglia di linee di campo elettrico data in coordinate r, ϑ dall'equazione differenziale:

$$\frac{dr}{r\,d\vartheta} = \frac{E_r(r, \vartheta)}{E_\vartheta(r, \vartheta)} . \tag{4}$$

La linea meridiana della cavità, per le ipotesi fatte, deve essere tagliata ortogonalmente dalle linee di campo elettrico [4], quindi deve appartenere alla famiglia delle infinite curve ortogonali alle linee di campo elettrico che si possono tracciare nel piano meridiano. Questa nuova famiglia, che si indica con il nome di famiglia delle linee meridiane, in coordinate r, ϑ deve obbedire per la [4] all'equazione differenziale:

$$\frac{dr}{r\,d\vartheta} = -\frac{E_\vartheta(r, \vartheta)}{E_r(r, \vartheta)} . \tag{5}$$

Ora soltanto per alcune forme geometriche semplici è possibile procedere con gli ordinari mezzi dell'analisi alla valutazione esatta delle soluzioni della [4] e della [5]. In generale è necessario ricorrere ai metodi di integrazione grafica o numerica per poter approssimare la soluzione in tutta la sezione meridiana della cavità. Per questo è opportuno stu-

---

[4] La linea meridiana, normale alle linee di campo elettrico, non è necessariamente per questo una linea equipotenziale a causa della presenza, sulla superficie della cavità, della corrente elettrica alternativa, la cui influenza si manifesta per il termine dovuto alla reattanza induttiva (e non per quello ohmico, nullo per l'ipotesi di conduttività infinita) dell'impedenza superficiale della cavità steesa.

diare la [4] o indifferentemente la [5] in un intorno dei loro punti singolari (5).

Per ogni frequenza di risonanza, cioè per ogni valore di k_h ($h = 0, 1, 2, \ldots$) del parametro k, è in generale possibile tracciare nel piano meridiano in coordinate r, ϑ una curva che soddisfa all'equazione:

[6] $$E_r(r, \vartheta) = 0,$$

ed una curva che soddisfa all'equazione:

[7] $$E_\vartheta(r, \vartheta) = 0.$$

Dato dunque per ogni valore di k il sistema delle [6], [7], esistono in generale N punti intersezione di queste due curve, cioè N coppie di valori $r = r_i$, $\vartheta = \vartheta_i$, ($i = 1, 2, 3, \ldots, N$) soluzioni del sistema delle [6], [7]. Gli N punti che soddisfano a questa condizione sono altrettanti punti singolari delle equazioni [4], [5].

4. - Si consideri il punto singolare P_i di coordinate r_i, ϑ_i, in cui si annullano contemporaneamente numeratore e denominatore a secondo membro delle [4], [5]. Si effettui nelle [4], [5] il cambiamento di variabili:

[8] $$y = \log_e(r/r_i) \quad , \quad \varphi = \vartheta - \vartheta_i ,$$

per cui il punto singolare P_i corrisponde all'origine (che si indicherà sempre con P_i) del nuovo sistema d'assi cartesiani ortogonali y, φ. Sostituendo le [8] nella [4], questa diventa:

[9] $$\frac{dy}{d\varphi} = \frac{f(y, \varphi)}{g(y, \varphi)},$$

in cui si è posto:

$$f(y, \varphi) = E_r(r_i e^y, \varphi + \vartheta_i) \quad , \quad g(y, \varphi) = E_\vartheta(r_i e^y, \varphi + \vartheta_i) .$$

Per semplicità si chiama sempre famiglia di linee di campo elettrico la famiglia di curve data dalla [9], e famiglia di linee meridiane la famiglia delle curve ortogonali data dall'equazione:

[10] $$\frac{dy}{d\varphi} = -\frac{g(y, \varphi)}{f(y, \varphi)},$$

corrispondente alla [5]. Le funzioni $f(y, \varphi)$, $g(y, \varphi)$ soddisfano evidentemente alle condizioni:

[11] $$\Big[f(y, \varphi)\Big]_{\substack{y=0\\ \varphi=0}} = 0 \quad , \quad \Big[g(y, \varphi)\Big]_{\substack{y=0\\ \varphi=0}} = 0 ;$$

(5) E. PICARD: Traité d'Analyse. Vol. III - Gauthier-Villars, Paris, 1928.
G. SANSONE: Equazioni differenziali nel campo reale. Vol. II - N. Zanichelli, Bologna, 1941.

quindi il punto $y = 0$, $\varphi = 0$, è un punto singolare per la [9] e la [10] ed in generale è un punto di indeterminazione isolato, perchè in un suo intorno le funzioni $f(y, \varphi)$, $g(y, \varphi)$ non sono identicamente nulle. Si sviluppino $f(y, \varphi)$, $g(y, \varphi)$ in serie di potenze di y, φ. Trascurando i termini di grado superiore al primo si ha per le [11]:

$$[12] \qquad \begin{cases} f(y, \varphi) = a_i\, y + b_i\, \varphi \\ g(y, \varphi) = c_i\, y + d_i\, \varphi\,, \end{cases}$$

dove si è posto:

$$[13] \qquad \begin{cases} a_i = \left[\dfrac{\partial f}{\partial y}\right]_{\substack{y=0\\ \varphi=0}} = \left[r\,\dfrac{\partial E_r}{\partial r}\right]_{\substack{r=r_i\\ \vartheta=\vartheta_i}}, \quad b_i = \left[\dfrac{\partial f}{\partial \varphi}\right]_{\substack{y=0\\ \varphi=0}} = \left[\dfrac{\partial E_r}{\partial \vartheta}\right]_{\substack{r=r_i\\ \vartheta=\vartheta_i}} \\ c_i = \left[\dfrac{\partial g}{\partial y}\right]_{\substack{y=0\\ \varphi=0}} = \left[r\,\dfrac{\partial E_\vartheta}{\partial r}\right]_{\substack{r=r_i\\ \vartheta=\vartheta_i}}, \quad d_i = \left[\dfrac{\partial g}{\partial \varphi}\right]_{\substack{y=0\\ \varphi=0}} = \left[\dfrac{\partial E_\vartheta}{\partial \vartheta}\right]_{\substack{r=r_i\\ \vartheta=\vartheta_i}}. \end{cases}$$

Sostituendo le [12] nella [9] si ha:

$$[14] \qquad \frac{d\,y}{d\,\varphi} = \frac{a_i\, y + b_i\, \varphi}{c_i\, y + d_i\, \varphi}\,;$$

analogamente la [10] diventa:

$$[15] \qquad \frac{d\,y}{d\,\varphi} = -\,\frac{c_i\, y + d_i\, \varphi}{a_i\, y + b_i\, \varphi}\,.$$

Prima di procedere allo studio di queste due equazioni differenziali del primo ordine e di primo grado, è necessario dimostrare una relazione fondamentale che lega fra loro le costanti a_i e d_i introdotte nelle [12].

Si considerino nuovamente le prime due equazioni del sistema [1']:

$$[16] \qquad \begin{cases} \dfrac{1}{r \operatorname{sen} \vartheta}\,\dfrac{\partial}{\partial \vartheta}\Big(H_\psi \operatorname{sen} \vartheta\Big) = j\,\omega\,\varepsilon\, E_r \\ \dfrac{1}{r}\,\dfrac{\partial}{\partial r}\Big(r\, H_\psi\Big) = -\,j\,\omega\,\varepsilon\, E_\vartheta\,. \end{cases}$$

Poichè nel punto P_i ($r = r_i$, $\vartheta = \vartheta_i$), sono contemporaneamente nulle le funzioni E_r, E_ϑ, nelle [16] si ha:

$$[17] \qquad \begin{cases} \left[\dfrac{\partial}{\partial \vartheta}\Big(H_\psi \operatorname{sen} \vartheta\Big)\right]_{\substack{r=r_i\\ \vartheta=\vartheta_i}} = 0 \\ \left[\dfrac{\partial}{\partial r}\Big(r\, H_\psi\Big)\right]_{\substack{r=r_i\\ \vartheta=\vartheta_i}} = 0\,. \end{cases}$$

Si derivi la prima equazione del sistema [16] rispetto a r nel punto P_i. Si ha:

$$j\,\omega\,\varepsilon \left[\frac{\partial E_r}{\partial r}\right]_{\substack{r=r_i\\ \vartheta=\vartheta_i}} = \left[\frac{1}{\operatorname{sen}\vartheta}\frac{\partial}{\partial r}\left[\frac{1}{r^2}\frac{\partial}{\partial \vartheta}\left(H_\psi \operatorname{sen}\vartheta\right)\right]\right]_{\substack{r=r_i\\ \vartheta=\vartheta_i}} =$$

$$= \left\{\frac{1}{r^2 \operatorname{sen}\vartheta}\left[\frac{\partial}{\partial r}(r H_\psi)\cos\vartheta - 2\frac{\partial}{\partial \vartheta}(H_\psi \operatorname{sen}\vartheta) + \frac{\partial^2}{\partial r\,\partial\vartheta}(r H_\psi)\operatorname{sen}\vartheta\right]\right\}_{\substack{r=r_i\\ \vartheta=\vartheta_i}}$$

cioè per le [17]:

$$j\,\omega\,\varepsilon \left[\frac{\partial E_r}{\partial r}\right]_{\substack{r=r_i\\ \vartheta=\vartheta_i}} = \left[\frac{1}{r^2}\frac{\partial^2}{\partial r\,\partial\vartheta}(r H_\psi)\right]_{\substack{r=r_i\\ \vartheta=\vartheta_i}} ;$$

da cui tenendo conto della seconda equazione del sistema [16] si ottiene:

[18] $$\left[\frac{\partial E_r}{\partial r}\right]_{\substack{r=r_i\\ \vartheta=\vartheta_i}} = -\left[\frac{1}{r}\frac{\partial E_\vartheta}{\partial \vartheta}\right]_{\substack{r=r_i\\ \vartheta=\vartheta_i}} .$$

Osservando allora le espressioni di a_i, d_i scritte nelle [13], per la [18] si può stabilire la relazione:

[19] $$a_i + d_i = 0 ,$$

valida qualunque sia la superficie S della cavità e qualunque sia il punto singolare P_i considerato.

5. - Per la [19] l'equazione differenziale [14] delle linee di campo elettrico può essere scritta sotto la forma:

[20] $$\frac{d\,y}{d\,\varphi} = \frac{a_i\,y + b_i\,\varphi}{c_i\,y - a_i\,\varphi} ,$$

dove le costanti a_i, b_i, c_i, definite nelle [13], soddisfano in generale alla relazione:

[21] $$a_i^2 + b_i\,c_i \neq 0 .$$

L'integrale generale della [20] può essere scritto sotto forma dell'equazione di secondo grado in y, φ:

[22] $$c_i\,y^2 - 2\,a_i\,y\,\varphi - b_i\,\varphi^2 + K = 0 ,$$

in cui K è una costante reale arbitraria. La [22] rappresenta una conica a centro, con il centro nell'origine P_i degli assi coordinati y, φ. Si determinano gli assi di questa conica direttamente dall'equazione differenziale [15] delle linee meridiane, che per la [19] vale:

[23] $$\frac{d\,y}{d\,\varphi} = -\frac{c_i\,y - a_i\,\varphi}{a_i\,y + b_i\,\varphi} .$$

Infatti i coefficienti angolari m_1, m_2 degli assi della conica [22] devono soddisfare per la [23] all'equazione in m:

$$m = -\frac{c_i\, m - a_i}{a_i\, m + b_i},$$

che ammette come soluzioni:

$$[24] \quad \begin{cases} m_1 = \dfrac{1}{2\, a_i} \left[\sqrt{(b_i + c_i)^2 + 4\, a_i^2} - (b_i + c_i) \right] \\ m_2 = -\dfrac{1}{2\, a_i} \left[\sqrt{(b_i + c_i)^2 + 4\, a_i^2} + (b_i + c_i) \right]; \end{cases}$$

dove evidentemente m_1, m_2 soddisfano alla condizione di perpendicolarità: $m_1 m_2 = -1$. Il calcolo degli invarianti (lineare, quadratico e cubico) della [22] permette di ridurre la conica [22] ai suoi assi, cioè di riferirla alla nuova coppia di assi cartesiani ortogonali Y, Φ che formano con gli assi y, φ gli angoli definiti dalle [24]. L'equazione ridotta vale:

$$[25] \quad z_1\, Y^2 + z_2\, \Phi^2 = K_1,$$

in cui K_1 è una costante arbitraria, ed i coefficienti z_1, z_2 sono le radici dell'equazione di secondo grado in z:

$$z^2 - (b_i - c_i)\, z - a_i^2 - b_i\, c_i = 0,$$

che ammette come soluzioni:

$$[26] \quad \begin{cases} z_1 = \dfrac{1}{2} \left[b_i - c_i + \sqrt{(b_i + c_i)^2 + 4\, a_i^2} \right] \\ z_2 = \dfrac{1}{2} \left[b_i - c_i - \sqrt{(b_i + c_i)^2 + 4\, a_i^2} \right], \end{cases}$$

dove z_1, z_2, sempre reali, o sono di segno contrario o sono entrambe dello stesso segno.

a) Supponiamo nella [26] che z_1, z_2 abbiano segno contrario. Al variare di K_1 la [25] definisce in tal caso una famiglia di iperboli aventi per assintoti le rette:

$$[27] \quad Y = +\sqrt{\left|\frac{z_2}{z_1}\right|}\, \Phi \quad , \quad Y = -\sqrt{\left|\frac{z_2}{z_1}\right|}\, \Phi .$$

La famiglia delle curve ortogonali alle [25], per z_1 e z_2 di segno contrario, è data dall'equazione:

$$[28] \quad |Y|^{|z_2|}\, |\Phi|^{|z_1|} = K_2,$$

che al variare della costante reale arbitraria K_2 definisce una famiglia di iperboli aventi per assintoti gli assi coordinati. La [25] e la [28] rappresentano rispettivamente le linee di campo elettrico e le linee meridiane nell'intorno del punto $Y = 0$, $\Phi = 0$. Quindi in coordinate Y, Φ,

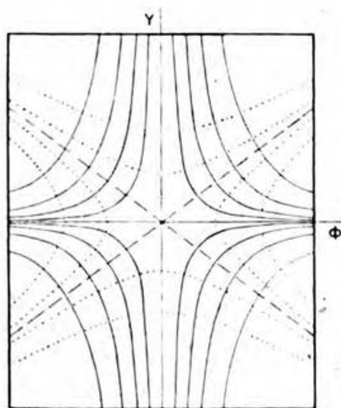


Fig. 2. — Linee meridiane (a tratto continuo) e linee di campo elettrico (punteggiate) nell'intorno di un colle.

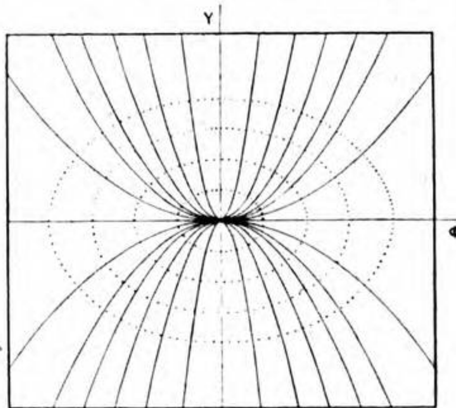


Fig. 3. — Linee meridiane (a tratto continuo) e linee di campo elettrico (punteggiate) nell'intorno di un punto, centro per le linee di campo e nodo per le linee meridiane.

per z_1, z_2 di segno contrario, le linee meridiane e le linee di campo elettrico sono date rispettivamente dalle curve a tratto continuo e dalle curve punteggiate in figura 2. Le rette tratteggiate rappresentano gli assintoti [27].

Pertanto (per z_1, z_2 di segno contrario) in coordinate y, φ esistono due sole linee reali di campo elettrico passanti per il punto singolare P_i ($y = 0$, $\varphi = 0$). I coefficienti angolari n_1, n_2 delle rette tangenti in P_i a queste due linee soddisfano per la [20] all'equazione:

$$n = \frac{a_i\, n + b_i}{c_i\, n - a_i}, \tag{29}$$

che ammette come soluzione:

$$\begin{cases} n_1 = \dfrac{a_i + \sqrt{a_i^2 + b_i\, c_i}}{c_i} \\[2ex] n_2 = \dfrac{a_i - \sqrt{a_i^2 + b_i\, c_i}}{c_i} \end{cases}, \tag{30}$$

dove $a_i^2 + b_i\, c_i > 0$. Tutte le altre linee di campo elettrico sono sempre a distanza finita da P_i.

Analogamente per P_i passano due sole linee meridiane le cui tangenti in P_i hanno i coefficienti m_1, m_2 dati dalla [24].

Il punto singolare P_i è allora un *colle* sia per le linee di campo elettrico, sia per le linee meridiane. In un colle nella disuguaglianza [21] si ha quindi:

$$a_i^2 + b_i c_i > 0 .$$

b) Si suppongano ora nella [26] z_1, z_2 dello stesso segno e sia per esempio $z_1 > z_2$. Al variare di K_1, che deve essere ora una costante positiva, la [25] definisce una famiglia di ellissi aventi il centro nel punto $Y = 0$, $\Phi = 0$ ed i fuochi sull'asse $Y = 0$. L'equazione delle linee ortogonali alle [25], cioè delle linee meridiane, si scrive allora sotto la forma:

[31] $$Y = K_3 \,|\, \Phi \,|^{z_1/z_2} ,$$

che al variare della costante arbitraria K_3 definisce una famiglia di curve tutte tangenti nel punto $Y = 0$, $\Phi = 0$ all'asse $Y = 0$. Le linee meridiane [31] e le linee di campo elettrico (per $z_1 > z_2$) sono date rispettivamente dalle linee a tratto continuo e dalle linee punteggiate della figura 3.

Pertanto in coordinate y, φ (per z_1, z_2 dello stesso segno) non esiste nessuna linea reale di campo elettrico passante per il punto singolare P_i. Le radici n_1, n_2 dell'equazione [29] non sono più reali, cioè nelle [30] è $a_i^2 + b_i c_i < 0$. Per P_i passano invece infinite linee meridiane tutte tangenti alla retta cui appartengono i fuochi delle ellissi costituenti (nel piccolo intorno di P_i) le linee di campo elettrico. Esiste una sola linea meridiana la cui tangente in P_i è ortogonale a questa retta.

Il punto singolare P_i è allora un *centro* per le linee di campo elettrico ed un nodo per le linee meridiane ed è definito dalla disuguaglianza:

$$a_i^2 + b_i c_i < 0 .$$

6. - Si supponga in particolare che la superficie della cavità, oltre ad essere di rivoluzione attorno all'asse Oz, sia simmetrica rispetto al punto O. In tal caso è opportuno segnalare che sono in generale punti singolari delle [4], [5] i punti in cui la linea meridiana interseca l'asse $\vartheta = \pi/2$ ($\tau = 0$). Supponiamo infatti per semplicità che la linea meridiana intersechi l'asse $\vartheta = \pi/2$ nel solo punto P_1 a distanza r_1 dal centro O.

In P_1 si deve annullare la componente $E_\vartheta\,(r, \vartheta)$ del campo elettrico; inoltre la componente $E_r\,(r, \vartheta)$, che in questo caso è una funzione dispari di $\tau = \cos\vartheta$, sull'asse $\vartheta = \pi/2$ è identicamente nulla per ogni valore di r e quindi anche per $r = r_1$. Il punto P_1 è perciò un punto singolare per le [4], [5]. Ora per le proprietà di simmetria cui devono obbedire le com-

ponenti $E_r(r, \vartheta)$, $E_\vartheta(r, \vartheta)$ sono sempre verificate le relazioni:

$$\left[\frac{\partial E_r}{\partial r}\right]_{\substack{r=r_1\\ \vartheta=\pi/2}} = 0 \ , \quad \left[\frac{\partial E_\vartheta}{\partial \vartheta}\right]_{\substack{r=r_1\\ \vartheta=\pi/2}} = 0 \ ,$$

per cui nella [20] e nella [23] si ha:

$$a_i = a_1 = 0 \ .$$

In coordinate $y = \log_e (r/r_1)$, $\varphi = \vartheta - \pi/2$ la [22] vale quindi:

[32] $$c_1 y^2 - b_1 \varphi^2 + K = 0,$$

in cui:

$$c_1 = \left[r \frac{\partial E_\vartheta}{\partial r}\right]_{\substack{r=r_1\\ \vartheta=\pi/2}} \ , \quad b_1 = \left[\frac{\partial E_r}{\partial \vartheta}\right]_{\substack{r=r_1\\ \vartheta=\pi/2}} \ ,$$

e K è sempre una costante reale arbitraria. La [32] rappresenta una conica a centro già riferita ai suoi assi che coincidono dunque con gli assi coordinati y, φ.

Se le costanti c_1, b_1 sono entrambe dello stesso segno, le linee di campo elettrico e le linee meridiane nell'intorno del punto P_1 sono disposte rispettivamente come le linee punteggiate e le linee a tratto continuo in figura 2. Il punto P_1 è cioè un colle da cui escono le due linee meridiane di equazione $y = 0$, $\varphi = 0$ e le due linee di campo elettrico di equazione:

$$y = + \sqrt{\frac{b_1}{c_1}}\, \varphi \ , \quad y = - \sqrt{\frac{b_1}{c_1}}\, \varphi \ .$$

Se invece le costanti c_1, b_1 sono di segno contrario e soddisfano alla relazione $| c_1 | > | b_1 |$ non esiste nessuna linea di campo elettrico passante per P_1. Questo è pertanto un centro per le linee di campo elettrico, che nell'intorno considerato si riducono a ellissi con i fuochi sull'asse $y = 0$, come in figura 3. Reciprocamente P_1 è un nodo per le linee meridiane che risultano tutte tangenti in P_1 all'asse $y = 0$, fatta eccezione per l'unica linea meridiana coincidente con l'asse $\varphi = 0$.

7. - Ogni punto singolare P_i, ottenuto dall'intersezione delle due curve $E_r = 0$, $E_\vartheta = 0$, è dunque caratterizzato dal discriminante dell'equazione [30]. Precisamente, come si è visto nel paragrafo 5, il punto P_i è un colle se è:

$$a_i^2 + b_i c_i > 0 \ ,$$

ed è un centro per le linee di campo elettrico e reciprocamente un nodo per le linee meridiane se è:

$$a_i^2 + b_i c_i < 0 \ ,$$

dove a_i, b_i, c_i sono calcolate con le [13]. La relazione [19] dimostrata nel paragrafo 4 esclude pertanto la presenza di punti singolari diversi da quelli ora studiati.

Si può quindi affermare che *in ogni configurazione di campo elettromagnetico stazionario definito dal sistema* [1′] *le linee di campo elettrico possono avere soltanto centri o colli, e le linee meridiane soltanto nodi o colli.*

Determinati il numero e la natura dei punti singolari P_i, si hanno gli elementi fondamentali che permettono di approssimare rapidamente la distribuzione del campo elettromagnetico internamente alla cavità.

Anzitutto per ogni punto che non sia singolare per la [4], passa una sola linea di campo elettrico, giacchè le curve integrali della [4] possono intersecarsi solo in un punto singolare. Una linea di campo elettrico, che in generale ha tutti i suoi punti a distanza finita dal centro della cavità, o raggiunge un punto singolare oppure deve essere una curva chiusa. Nel primo caso il punto singolare non può essere altro che un colle, e la tangente alla linea di campo elettrico in questo punto deve avere uno dei due coefficienti angolari dati nelle [31]. Nel secondo caso la linea deve contenere almeno un punto singolare e questo non può essere altro che un centro.

Infine se si segue una linea di campo elettrico che esca da un colle con la direzione di un assintoto, se non si perviene ad un altro punto singolare (sempre un colle), si deve raggiungere il colle di partenza con la direzione del secondo assintoto.

Per quanto riguarda le linee meridiane queste ammettono come punti multipli soltanto colli o nodi. La proprietà fondamentale che si rileva è che seguendo una linea meridiana nelle due direzioni opposte si perviene sempre ad un punto singolare. Ora quando si raggiunge un punto singolare (sia questo un colle o un nodo) ad esempio con il coefficiente angolare m_1, dato dalla prima relazione delle [24], non c'è nessun motivo per cui la linea meridiana debba proseguire oltre il punto stesso con il medesimo coefficiente o non piuttosto con il coefficiente $m_2 = -1/m_1$, cioè in direzione ortogonale. Da questo semplice accenno si comprende come nell'esame di una cavità si possono studiare gli eventuali punti angolari della linea meridiana assegnata. Questi punti angolari infatti sono in generale punti singolari per le due equazioni differenziali [4], [5]; spetta al calcolo determinare se in essi la linea meridiana ha un nodo o un colle.

Casi particolari.

8. - Nei tubi a modulazione di velocità elettronica, tipo clistron, in cui la cavità è attraversata lungo l'asse di rivoluzione da un flusso di elettroni, è necessario che ciascun elettrone rimanga dentro la cavità per un intervallo di tempo molto piccolo rispetto al semiperiodo delle oscillazioni elettromagnetiche. Pertanto, oltre a rendere massima la

velocità degli elettroni che entrano nella cavità, questa deve essere schiacciata lungo l'asse di rivoluzione in modo che la sua dimensione assiale risulti piccola rispetto alla lunghezza d'onda fondamentale di risonanza.

Si studia allora una cavità teorica formata da un toro il cui cerchio meridiano sia tangente all'asse di rivoluzione Oz. Come viene messo in evidenza in figura 4 si suppone però che il centro O non sia un punto di contatto elettrico per la superficie metallica della cavità. Quindi si impone la condizione che O appartenga alla cavità, mentre tutti gli altri punti dell'asse Oz le risultano esterni. Questa condizione è soddisfatta se nelle [2] sono nulli tutti i coefficienti γ_n, mentre in generale sono diversi da zero i coefficienti β_n per n pari. Si considerino nelle serie che compaiono nelle [2] soltanto i primi due termini ($n = 0, n = 1$); si ha:

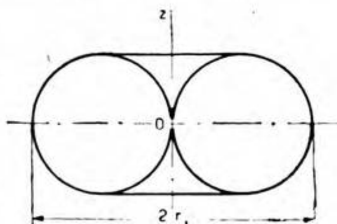


Fig. 4. — Sezione meridiana della cavità torica.

$$[33] \quad \begin{cases} E_r = 2\,\alpha_1\, r^{-3/2}\, P_1(\tau)\, J_{3/2}(k\,r) \\ E_\vartheta = -r^{-1}\left\{\beta_0 Q^1_0(\tau) \dfrac{d}{d\,r}\left[r^{1/2} J_{1/2}(k\,r)\right] + \alpha_1 P^1_1(\tau) \dfrac{d}{d\,r}\left[r^{1/2} J_{3/2}(k\,r)\right]\right\}, \end{cases}$$

essendo $\alpha_0 = \gamma_0 = \beta_1 = \gamma_1 = 0$ (6). Ora per le relazioni:

$$Q^1_0(\cos\vartheta) = \frac{1}{\operatorname{sen}\vartheta}\,, \quad P^1_1(\cos\vartheta) = \operatorname{sen}\vartheta\,, \quad P_1(\cos\vartheta) = \cos\vartheta\,,$$

$$x\,\frac{d\,J_\nu}{d\,x} = -\nu\,J_\nu + x\,J_{\nu-1}\,, \quad x\,\frac{d\,J_\nu}{d\,x} = +\nu\,J_\nu - x\,J_{\nu+1}\,.$$

(6) Si osservi che il sistema:

$$\begin{cases} E_r = 2\,\alpha_1\, r^{-3/2}\, P_1(\tau)\, J_{3/2}(k\,r) \\ E_\vartheta = -\alpha_1\, r^{-1}\, P^1_1(\tau)\, \dfrac{d}{d\,r}\left[r^{1/2} J_{3/2}(k\,r)\right] \end{cases}$$

dà la lunghezza d'onda fondamentale di risonanza della sfera, mentre il sistema:

$$\begin{cases} E_r = 0 \\ E_\vartheta = -\beta_0\, r^{-1}\, Q^1_0(\tau)\, \dfrac{d}{d\,r}\left[r^{1/2} J_{1/2}(k\,r)\right] \end{cases}$$

dà la lunghezza d'onda fondamentale di risonanza della sfera tagliata da un cono completo con il vertice nel centro della sfera. Quindi l'aver assunto per E_r, E_ϑ le [33] significa in certo qual modo studiare la cavità di figura 4 come forma geometrica di transizione tra queste due figure geometriche elementari.

le [33] si scrivono sotto la forma:

$$[34]\quad \begin{cases} E_r = 2\,\alpha_1\, r^{-3/2}\, J_{3/2}(k\,r)\cos\vartheta \\ E\vartheta = -r^{-3/2}\Big\{\beta_0\Big[J_{1/2}(k\,r) - k\,r\,J_{3/2}(k\,r)\Big]\dfrac{1}{\operatorname{sen}\vartheta} + \\ \qquad + \alpha_1\Big[k\,r\,J_{1/2}(k\,r) - J_{3/2}(k\,r)\Big]\operatorname{sen}\vartheta\Big\}. \end{cases}$$

Le [34] determinano in funzione di k, β_0, α_1 una famiglia di linee di campo elettrico che ammette una famiglia di infinite linee meridiane tra cui si deve scegliere quella che maggiormente approssima la linea meridiana assegnata, cioè il cerchio. Se r_1 è il raggio della cavità misurato sul piano equatoriale (fig. 4), si impone la condizione che la linea meridiana assegnata e quella calcolata con le [34] coincidano in un intorno dei punti $r = r_1$, $\vartheta = \pi/2$ e $r = r_1/\sqrt{2}$, $\vartheta = \pi/4$ nel quadrante $0 \leqslant \vartheta \leqslant \pi/2$. Si ha allora dalle [34]:

$$[35]\quad \begin{cases} \beta_0\Big[J_{1/2}(kr_1) - kr_1 J_{3/2}(kr_1)\Big] + \alpha_1\Big[kr_1 J_{1/2}(kr_1) - J_{3/2}(kr_1)\Big] = 0 \\ 2\beta_0\Big[J_{1/2}\Big(\dfrac{k\,r_1}{\sqrt{2}}\Big) - \dfrac{k\,r_1}{\sqrt{2}} J_{3/2}\Big(\dfrac{k\,r_1}{\sqrt{2}}\Big)\Big] + \alpha_1\Big[\dfrac{k\,r_1}{\sqrt{2}} J_{1/2}\Big(\dfrac{k\,r_1}{\sqrt{2}}\Big) - 3\,J_{3/2}\Big(\dfrac{k\,r_1}{\sqrt{2}}\Big)\Big] = 0. \end{cases}$$

Il sistema [35] di due equazioni omogenee nelle due incognite β_0, α_1 ammette almeno una soluzione β_0, α_1 diversa da zero se è nullo il determinante dei coefficienti. Si ottiene così un'equazione nel parametro k da cui si ricava:

$$[36]\qquad k_0 \cong \frac{2{,}08}{r_1}\ ,$$

corrispondente alla lunghezza d'onda fondamentale di risonanza:

$$\lambda_0 = \frac{2\,\pi}{k_0} \cong 3{,}02\, r_1\,.$$

Per $k = k_0$, dal sistema [35] si ha:

$$[37]\qquad \frac{\beta_0}{\alpha_1} = 0{,}9\,.$$

Si studia ora la distribuzione delle linee di campo elettrico nel piano meridiano della cavità. Si tracci nel quadrante $0 \leqslant \vartheta \leqslant \pi/2$ la curva $E\vartheta\,(r, \vartheta) = 0$, cioè per le [34], [36], [37] la curva di equazione:

$$[38]\qquad 0{,}9\Big[J_{1/2}(k_0\,r) - k_0\,r\,J_{3/2}(k_0\,r)\Big] + \\ + \Big[k_0\,r\,J_{1/2}(k_0\,r) - J_{3/2}(k_0\,r)\Big]\operatorname{sen}^2\vartheta = 0\,.$$

Questa linea, tratteggiata in figura 5 a tratto sottile, incontra l'asse $\vartheta = \pi/2$ nel punto P_1 $(r = r_1)$ ed incontra l'asse $\vartheta = 0$ nel punto P_2 a distanza dal centro O:

$$r_2 = \frac{\pi}{2\,k_0} \cong \frac{\pi}{4{,}16}\, r_1 \,,$$

essendo $\pi/2$ radice dell'equazione:

$$J_{1/2}(x) - x\, J_{3/2}(x) = 0$$

ottenuta dalla [38] per $\vartheta = 0$.

Sostituendo le [34] nella [4] si ha:

$$[39] \qquad \frac{d\,r}{r\,d\,\vartheta} = - \frac{J_{3/2}(k_0\, r)\,\mathrm{sen}\, 2\,\vartheta}{0{,}9\left[J_{1/2}(k_0 r) - k_0 r\, J_{3/2}(k_0 r)\right] + \left[k_0 r\, J_{1/2}(k_0 r) - J_{3/2}(k_0 r)\right]\mathrm{sen}^2\,\vartheta} \,.$$

Si scriva per semplicità:

$$[40] \qquad \frac{d\,r}{r\,d\,\vartheta} = - \frac{G_1(r,\vartheta)}{G_2(r,\vartheta)} \,,$$

dove le funzioni $G_1(r,\vartheta)$, $G_2(r,\vartheta)$ sono rispettivamente il numeratore ed il denominatore della [39]. $G_1(r,\vartheta)$ è identicamente nulla tanto sull'asse $\vartheta = 0$ quanto sull'asse $\vartheta = \pi/2$; pertanto i punti P_1, P_2 in cui si annullano contemporaneamente numeratore e denominatore a secondo membro della [40] sono due punti singolari di questa equazione. Calcolando con le [13] le costanti a_i, b_i, c_i per i punti P_1, P_2 (cioè per $i = 1$, $i = 2$) si ha:

$$P_1 \left\{ \begin{aligned} a_1 &= 0 \\ b_1 &= \left[\frac{\partial G_1}{\partial \vartheta}\right]_{\substack{r = r_1 \\ \vartheta = \pi/2}} \cong -1{,}722 \sqrt{\frac{1}{1{,}04\,\pi}} \\ c_1 &= -\left[r\,\frac{\partial G_2}{\partial r}\right]_{\substack{r = r_1 \\ \vartheta = \pi/2}} \cong +5{,}504 \sqrt{\frac{1}{1{,}04\,\pi}} \end{aligned} \right.$$

$$P_2 \left\{ \begin{aligned} a_2 &= 0 \\ b_2 &= \left[\frac{\partial G_1}{\partial \vartheta}\right]_{\substack{r = r_2 \\ \vartheta = 0}} \cong +0{,}810 \\ c_2 &= -\left[r\,\frac{\partial G_2}{\partial r}\right]_{\substack{r = r_2 \\ \vartheta = 0}} \cong +1{,}415 \end{aligned} \right.$$

da cui risulta:

$$\begin{cases} a_1^2 + b_1 c_1 < 0 \\ a_2^2 + b_2 c_2 > 0 . \end{cases}$$

Per le linee di campo elettrico il punto P_1 è quindi un centro, mentre il punto P_2 è un colle; pertanto dal punto P_2 escono due linee di campo elettrico con i coefficienti angolari:

$$[41] \qquad n_1 = + \sqrt{\frac{b_2}{c_2}} \simeq + 0{,}756 \, , \quad n_2 = - \sqrt{\frac{b_2}{c_2}} \simeq - 0{,}756 \, .$$

In un piccolo intorno del centro O della cavità, cioè per $r \to 0$, nella [40] si ha:

$$\left[\frac{d\,r}{r\,d\,\vartheta} \right]_{r \to 0} = 0 \, ,$$

quindi nel semipiano meridiano della cavità, nel piccolo intorno del punto O, le linee di campo elettrico sono cerchi con centro in O, e le linee meridiane sono le rette $\vartheta =$ cost. Il punto O è quindi ancora un centro per le linee di campo elettrico ed un nodo per le linee meridiane.

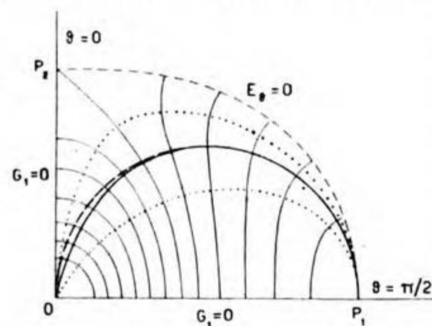


Fig. 5. — Configurazione delle linee di campo elettrico e delle linee meridiane nel quadrante $0 \leqslant \vartheta \leqslant \pi/2$ della sezione meridiana della cavità torica.

Le considerazioni svolte nel quadrante $0 \leqslant \vartheta \leqslant \pi/2$ rappresentato in figura 5 si estendono per simmetria a tutto il piano meridiano della cavità. Risulta quindi evidente l'andamento approssimato delle linee di campo elettrico nella regione del piano meridiano che interessa ($r < r_1$). Si osservi che, per $0 \leqslant \vartheta \leqslant \pi$, la linea di campo elettrico che esce dal punto P_2 con il coefficiente angolare n_2 dato nelle [41], raggiunge con il coefficiente $n_1 = - n_2$ il punto P'_2 simmetrico di P_2 rispetto ad O. Questa linea separa in tal modo le linee di campo che circondano il punto O da quelle che circondano il punto P_1.

Il calcolo completo delle linee di campo elettrico tracciate in figura 5 si compie poi rapidamente in coordinate $y = \log_e (r/r_1)$, ϑ con il metodo grafico delle isocline, calcolando le curve intersecate con inclinazione costante ($dy/d\vartheta =$ cost) dalle linee integrali della [40]. In figura 6 sono riportate alcune isocline con il corrispondente valore di $dy/d\vartheta$. Le linee di campo elettrico che così si ottengono sono le punteggiate e tra esse

è posta in evidenza la linea uscente dal punto P_2 con il coefficiente angolare n_2. È tracciata a tratto continuo spesso la linea meridiana (compatibile con la configurazione di campo elettrico ottenuta) passante per il punto $y = \log_e(1/\sqrt{2})$, $\vartheta = \pi/4$. La linea tratteggiata, di equa-

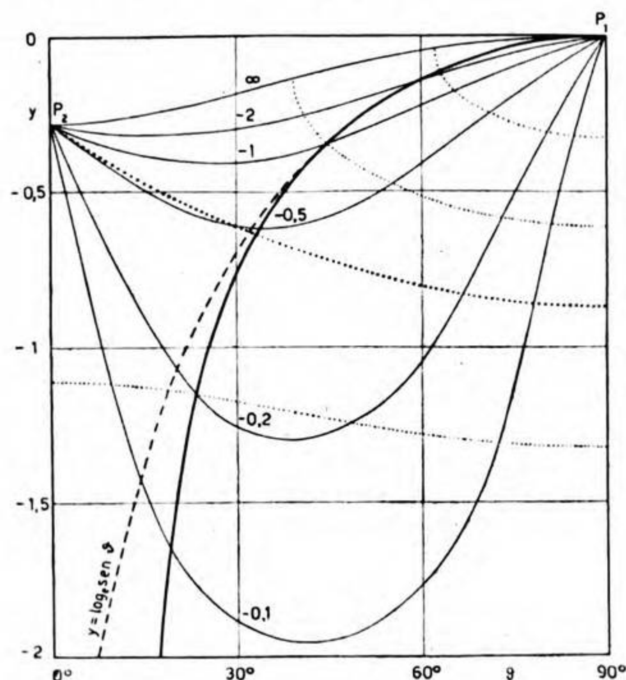


Fig. 6. — Determinazione per mezzo delle isocline delle linee di campo elettrico per la cavità torica.

zione $y = \log_e \text{sen}\, \vartheta$, corrisponde alla linea meridiana della cavità torica. Si può constatare la buona approssimazione del calcolo eseguito nella stessa figura 5 in cui è riportata a tratto continuo spesso la linea meridiana calcolata ed è tratteggiata quella del toro.

Le linee punteggiate in figura 5 rappresentano due altre possibili linee meridiane equivalenti a quella calcolata. In figura 7 è disegnata la sezione meridiana completa della cavità calcolata, con la famiglia delle linee di campo elettrico.

9. - Nella trattazione particolare del paragrafo precedente, si è studiata la configurazione del campo elettromagnetico in una cavità di forma geometrica assegnata. Si vedrà ora, prefissato in ogni punto del piano meridiano il valore del campo elettrico e del campo magnetico,

di calcolare la linea meridiana della cavità che ammette questa configurazione di campo.

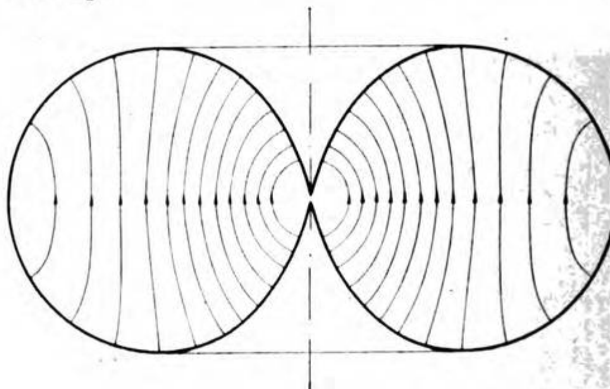


Fig. 7. — Linee di campo elettrico sulla sezione meridiana della cavità torica.

Si supponga dunque che nelle [2] α_1, α_3 siano diversi da zero e tutti gli altri coefficienti siano nulli. Le componenti $E_r(r, \vartheta)$, $E_\vartheta(r, \vartheta)$ risultano date dal sistema:

$$[42] \quad \begin{cases} E_r = 2\, r^{-3/2} \left| \alpha_1 J_{3/2}(k r)\, P_1(\tau) + 6\, \alpha_3 J_{7/2}(k r)\, P_3(\tau) \right| \\ E_\vartheta = -r^{-3/2} \left\{ \alpha_1 \left| k r J_{1/2}(k r) - J_{3/2}(k r) \right| P^1_1(\tau) + \right. \\ \qquad \left. + \alpha_3 \left[k r J_{5/2}(k r) - 3 J_{7/2}(k r) \right] P^1_3(\tau) \right\}, \end{cases}$$

dove:

$$P_1(\tau) = \cos\vartheta \qquad P^1_1(\tau) = \operatorname{sen}\vartheta$$

$$P_3(\tau) = \frac{\cos\vartheta}{2} \left| 5\cos^2\vartheta - 3 \right] \qquad P^1_3(\tau) = \frac{3}{2} \operatorname{sen}\vartheta \left| 5\cos^2\vartheta - 1 \right|.$$

Dalle [42], qualunque siano le costanti α_1, α_3, si deduce che alla cavità devono appartenere sia il centro O, sia l'asse di rivoluzione Oz.

Indicando con r_1 il raggio della linea meridiana, misurato sull'asse $\vartheta = \pi/2$, si pone:

$$[43] \qquad k_0\, r_1 = 2{,}3\,,$$

per cui, assegnato ad arbitrio il valore di r_1, la lunghezza d'onda fonda-

mentale di risonanza della cavità vale:

$$\lambda_0 = \frac{2\pi}{2,3} r_1 \simeq 2,73 r_1 .$$

Nel sistema [42], perchè sia soddisfatta la [43], deve essere:

$$\frac{\alpha_3}{\alpha_1} \simeq 0,72 . \qquad [44]$$

Si consideri nel quadrante $0 \leqslant \vartheta \leqslant \pi/2$ il sistema:

$$\begin{cases} E_r(r, \vartheta) = 0 \\ E_\vartheta(r, \vartheta) = 0 . \end{cases}$$

Queste due curve si intersecano nel punto P_2 di coordinate:

$$r_2 \simeq 1,67 r_1 , \quad \vartheta \simeq 43^\circ .$$

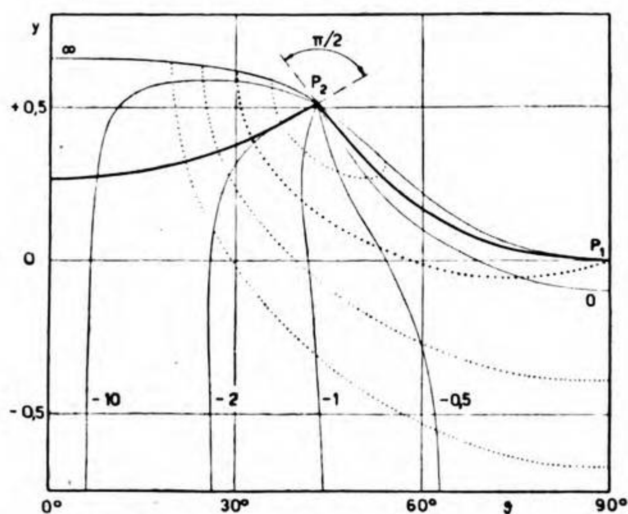


Fig. 8. — Determinazione, per mezzo delle isocline, delle linee meridiane di una cavità.

Pertanto i punti P_2, P_1, di coordinate $r = r_1$, $\vartheta = \pi/2$, sono singolari per le equazioni differenziali delle linee di campo elettrico e delle linee meridiane. Calcolando con le [13] per essi le costanti a_i, b_i, c_i si ha:

$$P_1 \begin{cases} a_1 = 0 \\ b_1 \simeq +0,29 \\ c_1 \simeq +2,46 \end{cases} \qquad P_2 \begin{cases} a_2 \simeq -2,61 \\ b_2 \simeq -5,42 \\ c_2 \simeq +3,25 . \end{cases}$$

da cui risulta:

$$\begin{cases} a_1^2 + b_1 c_1 > 0 \\ a_2^2 + b_2 c_2 < 0 . \end{cases}$$

Per le linee di campo elettrico il punto P_1 è dunque un colle ed il punto P_2 è un centro. Dal punto P_1 escono due linee di campo elettrico con i coefficienti angolari:

$$n_1 = + \sqrt{\frac{b_1}{c_1}} \simeq + 0{,}34 \quad , \quad n_2 = - \sqrt{\frac{b_1}{c_1}} \simeq - 0{,}34 \; .$$

I coefficienti angolari degli assi delle ellissi, cui si riducono le linee di campo elettrico in un piccolo intorno del punto P_2, sono dati dalle [24] per $i = 2$ e valgono:

$$\begin{cases} m_1 \simeq - 1{,}503 \\ m_2 \simeq + 0{,}665 \; , \end{cases}$$

dove m_1 rappresenta il coefficiente angolare dell'asse maggiore. Esistono quindi infinite linee meridiane tangenti in P_2 alla retta avente per coefficiente angolare m_1. Di queste, una sola può raggiungere il colle P_1; tutte le altre sono sempre a distanza finita da P_1.

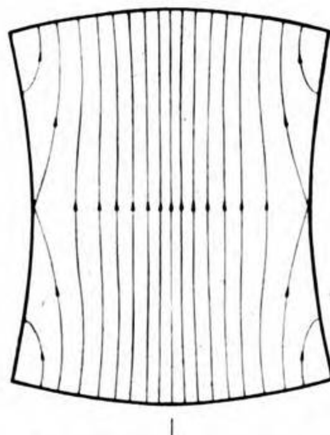


Fig. 9. — Sezione meridiana completa della cavità con il sistema delle linee di campo elettrico.

Inoltre, come ben si sa, esiste una sola linea meridiana tangente in P_2 alla retta avente per coefficiente angolare $m_2 = - 1/m_1$.

Si può quindi costruire, nel quadrante $0 \leqslant \vartheta \leqslant \pi/2$, la linea meridiana della cavità, che ammette le relazioni [42] [43] [44], come somma dell'arco di linea meridiana che unisce i punti P_1, P_2 e dell'arco di linea meridiana tangente in P_2 alla retta di coefficiente angolare m_2.

La costruzione si compie graficamente, come per la cavità torica, con il metodo delle isocline in coordinate $y = \log_e (r/r_1)$, ϑ. Nella figura 8 (analoga alla 6) sono disegnati a tratto continuo spesso i due archi di linea meridiana sopraddetti, e sono punteggiate le linee di campo elettrico.

La figura 9 rappresenta la sezione meridiana completa della cavità con il sistema delle linee di campo elettrico.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

RECENSIONI

ABBREVIAZIONI DI TITOLI DI PERIODICI.

Abhandlg. Preuss. Akad. Wiss.: Abhandlungen der Preussischen Akademie der Wissenschaften – *Acta Pont. Acad. Sci.*: Acta Pontificiae Academiae Scientiarum – *A. E. G. Mitt.*: A. E. G. Mitteilungen – *A. F.*: Alta Frequenza – *Ann. de Phys.*: Annales de Physique – *Ann. der Phys.*: Annalen der Physik – *Ann. P. T. T.*: Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones – *Archiv f. Elektr.*: Archiv für Elektrotechnik – *A. T. M.*: Archiv für technisches Messen – *Atti A. E. I.*: Atti dell'Associazione Elettrotecnica Italiana – *Atti R. Accad. Italia* (*Mem. Sci. Fis.*): Atti della Reale Accademia d'Italia (Memorie della Classe di Scienze Fisiche, Matematiche e Naturali) – *Atti R. Accad. Italia* (*R. C. Sci. Fis.*): Atti della Reale Accademia d'Italia (Rendiconti della Classe di Scienze Fisiche, Matematiche e Naturali) – *Atti R. Accad. Naz. Lincei* (*R. C. Sci. Fis.*): Atti della Reale Accademia Nazionale dei Lincei (Rendiconti della Classe di Scienze Fisiche, Matematiche e Naturali) – *Atti R. Accad. Sci. Torino* (*Sci. Fis.*): Atti della Reale Accademia delle Scienze di Torino (Classe di Scienze Fisiche, Matematiche e Naturali) – *Atti R. Ist. Veneto* (*Sci. Fis.*): Atti del Reale Istituto Veneto di Scienze, Lettere e Arti (Scienze Fisiche, Matematiche e Naturali) – *A. Z.*: Akustische Zeitschrift – *Bell Lab. Record*: Bell Laboratories Record – *Bell S. T. J.*: The Bell System Technical Journal – *Boll. C. G. E.*: Bollettino di informazioni della Compagnia Generale di Elettricità – *Boll. radiotelegrafico I. E. R. T.*: Bollettino Radiotelegrafico dell'Istituto Elettrotecnico e Radiotelegrafico della R. Marina – *Boll. R. T. R. E.*: Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito – *Boll. tecn. I. M. S. T.*: Bollettino tecnico dell'Istituto Militare Superiore delle Trasmissioni – *B. S. J. Research*: Bureau of Standards Journal of Research – *Bull. A. S. E.*: Bulletin Association Suisse des Électriciens – *Bull. S. E. V.*: Bulletin Schweizerischer Elektrotechnischer Verein – *Bull. S. F. E.*: Bulletin de la Société Française des Électriciens – *Bull. S. F. R.*: Bulletin de la Société Française Radio-Électrique – *Bull. techn. Philips*: Philips Bulletin Technique – *Bull. techn. T. T. Suisses*: Technische Mitteilungen - Bulletin technique - Bollettino tecnico dell'Amministrazione dei Telegrafi e dei Telefoni Svizzeri – *Canadian J. Research*: Canadian Journal of Research – *Commentationes Pont. Acad. Sci.*: Commentationes

Pontificiae Academiae Scientiarum – *C. R. Acad. Sci.*: Comptes rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des Sciences – *Doc. U. I. R.*: Documents de l'Union Internationale de Radiodiffusion – *E. F. D.*: Europäischer Fernsprechdienst – *El. Comm.*: Electrical Communication – *El. Engng.*: Electrical Engineering – *El. J.*: The Electric Journal – *El. World*: Electrical World – *En. El.*: L'Energia Elettrica – *E. N. T.*: Elektrische Nachrichten-Technik – *Ericsson Rev.*: The L. M. Ericsson Review – *E. T. J.*: Electrotechnical Journal (of the Institute of Electrical Engineers of Japan) – *E. T. Z.*: Elektrotechnische Zeitschrift – *E. u. M.*: Elektrotechnik und Maschinenbau – *F. T. M.*: Funktechnische Monatshefte – *G. E. R.*: General Electric Review – *G. R. Experimenter*: The General Radio Experimenter – *H. F. Techn. u. El. Ak.*: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik – *J. appl. Phys.*: Journal of applied Physics – *J. A. S. A.*: The Journal of the Acoustical Society of America – *J. Franklin I.*: Journal of the Franklin Institute – *J. I. E. E.*: Journal of the Institution of Electrical Engineers – *J. I. E. E. Japan*: Journal of the Institution of Electrical Engineers of Japan – *J. Math. a. Phys.*: Journal of Mathematics and Physics – *J. O. S. A.*: Journal of the Optical Society of America – *J. Phys.*: Le Journal de Physique et le Radium – *J. Research N. B. S.*: Journal of Research of the National Bureau of Standards – *J. S. I.*: Journal of Scientific Instruments – *J. S. M. P. E.*: Journal of the Society of Motion Picture Engineers – *J. Télécomm.*: Journal des Télécommunications – *J. télégr.*: Journal télégraphique – *L'Elettrot.*: L'Elettrotecnica – *Nippon El. Comm. Engng.*: Nippon Electrical Communication Engineering – *Onde Él.*: L'Onde Électrique – *Philips Setmakers Bull.*: Philips Setmakers' Bulletin – *Philips techn. R.*: Philips' Technische Rundschau – *Philips Transmng. News*: Philips Transmitting News – *Phil. Mag.*: The London, Edinburgh and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science – *Phys. Rev.*: The Physical Review – *Phys. Z.*: Physikalische Zeitschrift – *Phys. Z. Sowjetunion*: Physikalische Zeitschrift der Sowjetunion – *P. O. E. E. J.*: The Post Office Electrical Engineers' Journal – *Poste e Telecom.*: Poste e Telecomunicazioni – *Proc. Indian Acad. Sci.*: Proceedings of the Indian Academy of Science – *Proc. I. R. E.*: Proceedings of the Institute of Radio Engineers – *Proc. Nat. Acad. Sci.*: Proceedings of the National Academy of Science – *Proc. Phys. Soc. London*: Proceedings of the Physical Society of London – *Proc. Royal Soc. London*: Proceedings of the Royal Society of London – *Pubbl. I. E. N.*: Pubblicazioni dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris – *Pubbl. I. N. E. A. C.*: Pubblicazioni dell'Istituto Nazionale di Elettroacustica O. M. Corbino – *Pubbl. R. I. E. C.*: Pubblicazioni del R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina – *Radio Engng.*: Radio Engineering – *Rass. Poste e Telecom.*: Rassegna delle Poste e delle Telecomunicazioni – *Rass. P. T. T.*: Rassegna delle Poste, dei Telegrafi e dei Telefoni – *Rass. Radio*: Rassegna della Radio e Industrie affini – *R. C. A. Rev.*: R. C. A. Review – *R. C. R. Accad. Sci. Ist. Bologna*: Rendiconto delle

sessioni della Reale Accademia delle Scienze dell'Istituto di Bologna – *R. C. R. Ist. Lombardo (Sci. Mat.)*: Rendiconti del Reale Istituto Lombardo di Scienze e Lettere (Classe di Scienze Matematiche e Naturali) – *Rep. Radio Res. Japan*: Reports of Radio Researches and Works in Japan – *Rev. d'Acoustique*: Revue d'Acoustique – *Rev. techn. Philips*: Revue Technique Philips – *R. G. E.*: Revue Générale de l'Électricité – *Riv. tecn. F. I.*: Rivista Tecnica delle Ferrovie Italiane – *R. S. I.*: Review of Scientific Instruments – *S. B. Preuss. Akad. Wiss.*: Sitzungsberichte der Preussischen Akademie der Wissenschaften – *Schalltechn.*: Die Schalltechnik – *Siemens Z.*: Siemens Zeitschrift – *Techn. News Bull.*: Technical News Bulletin of the National Bureau of Standards – *Telefunken Mitt.*: Telefunken Mitteilungen – *Telefunken Ztg.*: Telefunken Zeitung – *T. F. T.*: Telegraphen- Fernsprech- und Funk-Technik – *Trans. A. I. E. E.*: Quarterly Transactions of the American Institute of Electrical Engineers – *V. D. I.*: Zeitschrift des Vereines Deutscher Ingenieure – *V. N. T. Siemens*: Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik – *W. E.*: The Wireless Engineer – *Wir. World*: Wireless World – *Wiss. Veröff. Siemens-Werken*: Wissenschaftliche Veröffentlichungen aus den Siemens-Werken – *W. P. P. I. T.*: Wiadomosci i Prace Panstwowego Instytutu Telekomunikacyjnego – *Z. f. Instrumentenkunde*: Zeitschrift für Instrumentenkunde – *Z. f. Phys.*: Zeitschrift für Physik – *Z. f. techn. Phys.*: Zeitschrift für technische Physik.

ANTENNE.

J. S. Mc Petrie, L. H. Ford e J. A. Saxton — **Diagrammi polari relativi ad esperimenti con un'antenna ricevente di mezza lunghezza d'onda ed un riflettore di rete metallica del tipo a V.** (W. E., giugno 1945, XXII, 261, pag. 263-268, con 11 fig.).

I riflettori sono stati usati frequentemente per aumentare il rendimento e la direttività delle antenne, specialmente nella gamma delle onde cortissime in cui tali sistemi hanno il vantaggio di essere poco ingombranti. Nella divisione radio del « Physical National Laboratory » è stata svolta una ricerca al fine di determinare alcune delle più importanti proprietà dei riflettori piani.

Un primo tipo di riflettore considerato è costituito da due fogli piani di rete di filo di ferro ricoperto galvanicamente (con un metallo non citato), con maglie di circa 1,2 cm, montati su intelaiatura di legno; ciascuno dei due fogli ha le dimensioni di 60 cm × 90 cm. Le due parti dello schermo sono collegate mediante cerniere lungo il lato di 60 cm così da poter variare l'angolo diedro Φ formato dai due piani (riflettore a V). L'antenna è un dipolo in mezza onda ed è stata disposta in alcune misure parallelamente ed in altre normalmente al piano bisecante il diedro. Le misure sono state eseguite con lunghezza d'onda di 50 cm.

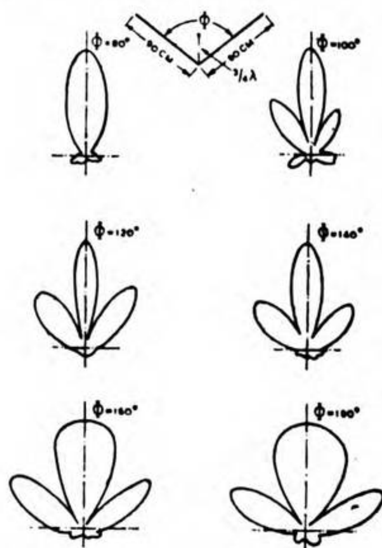


Fig. 1. — Diagrammi polari nel piano equatoriale ottenuti con un riflettore del tipo V, per diversi valori dell'angolo diedro Φ formato dai due fogli del riflettore: l'antenna è parallela alla costola del diedro e ad una distanza da essa eguale a $3\lambda/4$.

Esempi di diagrammi polari nel piano equatoriale sono dati nelle figure 1 e 2; nel piano bisecante il diedro Φ nella figura 3, per diversi valori della distanza dell'antenna dalla linea d'intersezione dei due piani citati. Nella figura 4 è rappresentato invece l'andamento del guadagno, in decibel, dell'intensità di campo, causato dalla presenza del riflettore, nella direzione in cui il suo valore è massimo. Dalle misure si deducono le seguenti conclusioni.

1) Il massimo guadagno si ottiene con un dipolo lungo $\lambda/2$, parallelo alla retta d'intersezione dei due piani del riflettore, disposto alla distanza $\lambda/2$ da tale retta e con un angolo diedro Φ di 75°. In questo caso il guadagno è alquanto superiore a quello che si avrebbe nel caso di un riflettore a forma di paraboloide delle medesime dimensioni. La radiazione dietro il riflettore diminuisce, per una data distanza del dipolo dalla retta di intersezione dei due piani del riflettore, col diminuire di Φ e, per un determinato valore di questo, col diminuire della distanza del dipolo dalla retta citata.

2) Nel caso che l'antenna sia parallela alla retta d'intersezione dei due piani del riflettore, per valori di Φ compresi fra 80° e 100° non si hanno variazioni apprezzabili del guadagno al variare della distanza dell'antenna dalla retta anzidetta fra $\lambda/4$ e $3\lambda/4$. Quindi in questo caso il riflettore può servire per una larga banda di frequenze.

3) Il guadagno col dipolo perpendicolare al piano bisettore, per piccoli valori di Φ, è minore che nel caso che il dipolo sia parallelo allo spigolo del diedro.

Un altro tipo di riflettore, costituito da un solo foglio di rete, del tipo utilizzato nel riflettore precedente, o di lamiera metallica, nel cui piano ad una certa distanza dal bordo viene disposta l'antenna a dipolo, è stato sperimentato per lunghezze d'onda comprese fra 50 e 200 cm. Nelle figure 5 e 6 sono riportati diagrammi polari del campo per il caso del dipolo disposto in direzione parallela a quella del bordo del riflettore più vicino all'antenna. Dalle figure si deduce che, usando un sistema di

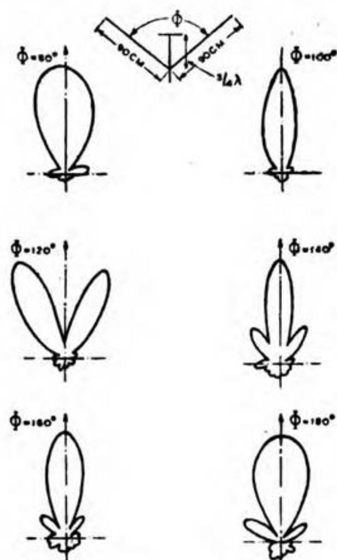


Fig. 2. — Diagrammi polari nel piano equatoriale del riflettore con l'antenna normale alla costola del diedro e ad una distanza da essa eguale a $3\lambda/4$.

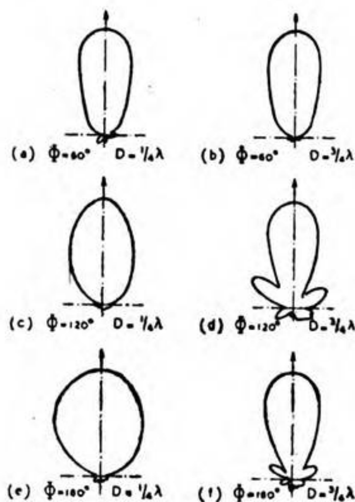


Fig. 3. — Diagrammi nel piano bisecante il riflettore per diversi valori dell'angolo diedro Φ e della distanza *D* tra la costola del diedro e l'antenna, fra loro parallele.

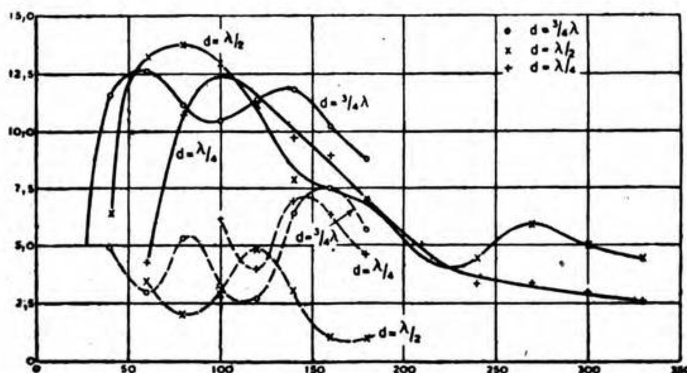


Fig. 4. — Guadagno misurato (in decibel) nella direzione del massimo segnale ricevuto, in funzione dell'angolo diedro Φ del riflettore (in gradi), per tre distanze (*d*) fra l'antenna e la costola del diedro disposte parallelamente (linee piene) o normalmente (linee a tratti).

tale tipo, si può ottenere un'intensità di campo quasi uniforme su un arco di 180°, ed un minimo molto accentuato nel piano del riflettore. Questa proprietà può venir utilizzata in ricezione per scopi radiogonio-

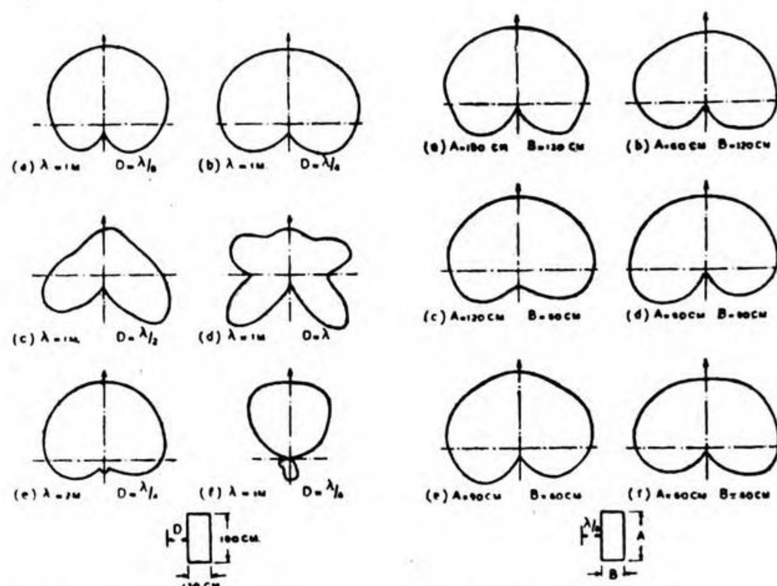


Fig. 5. — Diagrammi polari ottenuti con un riflettore piano rettangolare e con l'antenna complanare, disposta parallelamente al bordo più lungo, ad una distanza *D* da esso: *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, diagrammi nel piano equatoriale; *f*, diagramma nel piano del riflettore e dell'antenna.

Fig. 6. — Diagrammi polari nel piano equatoriale ottenuti con un riflettore piano rettangolare e con l'antenna complanare disposta parallelamente al bordo *A*, a distanza $\lambda/4$ da esso ($\lambda = 50$ cm): i diagrammi *a*, *d*, *e* sono relativi a riflettori costituiti da rete, quelli *b*, *c*, *f* a riflettori costituiti da lamiera di rame.

metrici. In relazione con tale utilizzazione è opportuno accennare ai seguenti punti: 1) i bordi del riflettore paralleli all'antenna devono essere maggiori di λ (fig. 5 *e*), e non devono essere minori degli altri lati (fig. 6 *b* e *c*, fig. 6 *d* ed *e*); 2) l'antenna deve distare meno di $\lambda/2$ dal bordo del riflettore (fig. 5 *c* e *d*); 3) se sono soddisfatte queste condizioni, la lunghezza d'onda può essere variata da 2 a 1 senza dover cambiare le dimensioni del riflettore. Il riflettore influisce invece molto poco sul diagramma polare, quando il dipolo è disposto in direzione normale al suo piano.

G. G.

ELETTROTECNICA GENERALE.

H. KADEN — **Schermi elettromagnetici con giunture e fenditure.** (E. N. T., luglio 1943, XX, 7, pag. 159-169, con 15 fig.; recensito in E. T. Z., 6 aprile 1944, LXV, 13-14, pag. 123-124, con 3 fig.).

L'ipotesi di omogeneità, che normalmente vien posta a base nello studio degli schermi metallici, non è valida nella maggior parte dei casi pratici: se si costruiscono infatti gli schermi di lamiera, vi si presentano

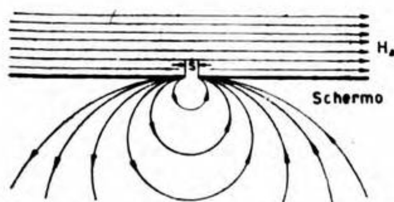


Fig. 1. — Andamento del campo magnetico con uno schermo il quale presenti una fenditura di larghezza *s*.

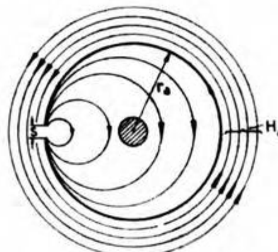


Fig. 2. — Cavo coassiale con una fenditura nel conduttore esterno.

giunture e fenditure, in prossimità delle quali il campo differisce da quello che si avrebbe con una parete omogenea.

L'azione schermante, com'è noto, si basa sul fatto che il campo magnetico alternato disturbatore induce correnti nella parete dello schermo; tali correnti producono a loro volta un campo secondario, che si sovrappone a quello induttore, in modo da indebolire il risultante nello spazio schermato. Qualora il campo disturbatore colpisca lo schermo con incidenza nulla, cioè sia ad esso parallelo, si deve cercare di disporre le inevitabili giunture in modo che le correnti indotte si producano liberamente nella parete, e, poichè tali correnti sono normali al campo disturbatore, le giunture debbono essere anch'esse normali alla direzione di questo. In tal caso lo schermo si comporta come se fosse omogeneo. Non è per altro possibile agire sempre in questo modo, perchè il campo può anche colpire lo schermo con un'incidenza qualunque.

Per studiare la reazione delle giunture sul campo, si considera il caso ideale di uno schermo in forma di piastra piana infinitamente estesa; si suppongono il campo disturbatore parallelo alla superficie della piastra, e le giunture poste a distanze regolari e parallele alla direzione del campo. Il calcolo mostra come intervenga allora una forte distorsione del campo risultante dietro lo schermo; tale campo possiede componenti su tutti e tre i piani coordinati, mentre quello primitivo ne aveva una sola.

S'investiga poi il comportamento del campo interno, quando le giunture diventano una fenditura di larghezza *s*. Lo schermo viene

supposto infinitamente sottile e si trova che, detta H_a l'intensità del campo disturbatore primitivo, quella H nel vano schermato è inversamente proporzionale al quadrato della distanza r dalla fenditura e direttamente al quadrato della sua larghezza s:

$$|H| = \left(\frac{s}{4r}\right)^2 H_a .$$

La fenditura si comporta dunque come un dipolo magnetico (fig. 1). Conoscendo il campo si calcola inoltre la resistenza d'accoppiamento R_k, mediante la quale si determina la tensione V indotta in un filo dalla corrente di schermo I, secondo la relazione $V = R_k I$.

In modo analogo si comporta un cavo coassiale, il cui conduttore esterno possegga una fenditura s (fig. 2). La resistenza d'accoppiamento è proporzionale alla frequenza e ciò significa che l'azione schermante di schermi con fenditure risulta tanto peggiore quanto più elevata è la frequenza. *C. E.*

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

A. Huth — **Recenti sviluppi della radiodiffusione negli Stati Uniti d'America.** (J. Télécomm., giugno 1945, XII, 6, pag. 69-72).

Non ostante la guerra, la radiodiffusione americana conserva tuttora la sua fisionomia commerciale e privata: se si eccettuano le stazioni « ufficiali » di alcuni municipi e una quarantina di stazioni educative e religiose, tutte le altre sono finanziate mediante la cosiddetta « vendita del tempo » per i programmi pubblicitari. La mobilitazione bellica di numerosi tecnici e alcune restrizioni nelle materie prime hanno influito su di essa soltanto in minima misura, in quanto già nel 1941-42 l'attrezzatura americana di radiodiffusione era giunta a tal punto da poter superare ogni difficoltà, con le sue novecento e più stazioni trasmittenti e i suoi 60 milioni di ricevitori.

La ripresa venne poi iniziata nel 1944 e si giunse così all'inizio del 1945 con 943 trasmittenti radiofoniche a onde medie e 36 a onde corte (modulate in ampiezza), oltre a 76 a modulazione di frequenza (di cui 52 commerciali) e ad una trentina di trasmittenti per televisione (9 commerciali e una ventina sperimentali). Riguardo alla potenza le stazioni sono così distribuite: 52 da 50 kW (massimo consentito per le onde medie), circa 20 da 10 kW e oltre 100 da 5 kW. Invece nel campo delle onde corte, non essendoci limitazioni, si contano tre stazioni da 200 kW, tre da 100, una da 75 e molte da 50 kW.

Per motivi commerciali, una grande quantità di stazioni è situata nei centri urbani: la sola città di New York conta 16 stazioni a onde medie (di cui quattro da 50 kW), 11 stazioni a modulazione di frequenza e 6 per televisione; numerose stazioni contano altresì Chicago, Los Angeles ed altre città. Nei principali centri urbani si hanno inoltre impor-

tanti gruppi di trasmettitori a onde corte. Molto interessanti le quattro grandi reti nazionali, comprendenti ben 730 stazioni, e le 32 reti regionali.

Sotto l'aspetto economico la « vendita del tempo » fornisce introiti continuamente crescenti, al punto da raggiungere nel 1944 ben 285 milioni di dollari. Un altro cospicuo cespite (circa 20 milioni) è fornito dalla cessione temporanea dei propri collaboratori artistici ad altre società. Tenuto conto di altre fonti di guadagno, si giunge ad un totale di 350 milioni di dollari, che gli Stati Uniti hanno dedicato nel 1944 alla pubblicità per radio. Si deve tener conto peraltro che le spese sono assai rilevanti e i compensi dei dipendenti molto elevati (inferiori soltanto a quelli delle industrie cinematografiche).

Il servizio, che per la maggior parte delle stazioni dura circa 14 ore, si estende invece a 24 ore per non poche altre, con grande varietà di programmi. Predomina la musica, di genere assai vario (si passa dall'orchestra sinfonica all'orchestrina da ballo), ma anche alle radiocommedie vien dato largo posto. L'importanza della radio come mezzo educativo si afferma altresì, con la collaborazione di vari enti preposti alla educazione pubblica. Tuttavia, data l'importanza degli eventi bellici, nello scorso anno i programmi sono stati largamente influenzati dagli avvenimenti militari e politici, radiodiffusi tanto sotto forma di notiziari e radiocronache quanto come discorsi politici e dichiarazioni ufficiali dei più insigni uomini di Stato. In tal senso i vari programmi venivano spesso interrotti, per consentire la diffusione delle più importanti notizie militari, fornite dai numerosi corrispondenti che le società avevano dislocati nelle zone di operazioni e nelle capitali estere.

Dall'inizio della guerra la radio si è messa al servizio della difesa nazionale, cooperando volontariamente con le autorità militari e civili, sia per favorire il reclutamento delle forze armate, sia per dare aiuto alle opere di assistenza, rendendole così popolari, allo scopo di far loro giungere offerte e sovvenzioni.

Secondo valutazioni eseguite dagli enti ufficiali, i radioricevitori attualmente in uso sono in numero di 55 milioni circa, con una piccola diminuzione rispetto agli anni scorsi, in conseguenza della difficoltà di sostituire gli apparecchi guasti. Tuttavia il numero dei radiouditori non è diminuito, per il fatto che in alcune zone circa la metà degli ascoltatori possiede più di un ricevitore. Esistono già numerosi ricevitori per modulazione di frequenza (forse mezzo milione circa) e 6000 apparecchi per televisione, che, opportunamente dislocati, possono servire un pubblico di circa 40 000 persone.

Oggi tutto è messo in opera per affrontare i problemi del futuro: ci si adopera per una migliore ripartizione delle lunghezze d'onda, allo scopo di favorire anche la modulazione di frequenza e la televisione, e ci si appresta a costruire centinaia di nuove stazioni. Le case industriali e commerciali s'interessano vivamente alla televisione, meraviglioso mezzo di pubblicità.

C. E.

CRONACA TECNICA

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA

Nel corso degli ultimi anni il telegrafo è stato a poco a poco soppiantato in molti casi dal telefono. In Svizzera la diminuzione del traffico ha condotto alla necessità di ridurre la rete telegrafica e semplificarne il servizio. In molti paesi e piccole città, l'ufficio postale ha riunito telefono e telegrafo. L'esercizio di questo col sistema Morse diventa sempre più difficile, perchè i cambiamenti inevitabili del personale impediscono la formazione di abili operatori specializzati; la trasmissione dei telegrammi per telefono impegna molto tempo. Per tali ragioni si è sempre più ricorso ad effettuare **corrispondenza con i piccoli uffici per mezzo di telescriventi,** le quali si mostrano particolarmente adatte al compito per il loro facile uso, l'accresciuta velocità rispetto al sistema Morse, il vantaggio di esser sempre pronte per la ricezione. Nel fascicolo del giugno 1944 di *Bull. techn. T. T. Suisses* si descrivono le varie attuazioni dei collegamenti. Si considerano tre diversi casi di esercizio: comunicazioni a distanza notevole su circuiti supervirtuali, comunicazioni a breve distanza (50÷60 km), comunicazioni di due uffici vicini fra loro e distanti da uno principale.

Nel primo caso occorre installare opportune catene di relè, che hanno fra l'altro la funzione di ridurre le influenze della trasmissione telegrafica aritmica sui circuiti telefonici. Nel secondo caso si può ammettere che la linea sia percorsa dalla corrente di riposo e il dispositivo di traslazione è installato soltanto nell'ufficio principale. Nel terzo caso si dispone che, secondo le necessità e mediante un opportuno dispositivo di comando, uno dei due uffici secondari venga collegato con l'ufficio principale, mentre l'altro rimane in posizione di chiamata; in tal modo un'unica linea serve a volta a volta l'uno o l'altro dei due uffici secondari, che singolarmente hanno un traffico piuttosto modesto. Ciascuno dei casi citati è illustrato diffusamente con schemi ed esempi tratti da installazioni tipiche della rete svizzera. *N. L. B.*

TELEVISIONE.

Si hanno dalle riviste inglesi ed americane d'indole generale alcune interessanti **notizie sullo stato odierno della televisione.**

In Inghilterra il servizio televisivo con apparecchi del tipo Marconi-EMI, inaugurato dalla B. B. C. nel novembre 1936, che serviva, nella

sua zona d'azione, circa 20 000 ricevitori, è stato sospeso allo scoppiare della guerra nel '39, e da allora non si è avuta altra attività all'infuori di quella concernente studi e ricerche. Risulta che nel 1943 è stato nominato un « Television Committee » presieduto da Lord Hankey, con l'incarico di preparare piani per lo sviluppo televisivo nel dopoguerra e con compiti di studio e di preparazione, sia nel campo della ricerca, specie riguardo al problema delle frequenze da adoperare e delle interferenze elettriche, sia nel campo industriale e commerciale per le licenze, le esportazioni e via dicendo. Nel rapporto del Comitato (1) sono illustrate varie proposte, fra cui quella di concedere licenze per ricezione televisiva al prezzo di una sterlina all'anno, e quella di rimettere in carica l'« Advisory Committee » per la televisione. Notevoli, fra i progressi attuati nel campo degli studi, quelli sulla televisione a colori, col solo uso del tubo a raggi catodici, senz'alcun organo o parte mobile, e sulla televisione stereoscopica.

Negli Stati Uniti d'America, invece, lo stato di guerra non avrebbe impedito lo sfruttamento commerciale delle trasmissioni televisive, le cui reti sarebbero state ampliate, o sono in corso d'ampliamento, facendo largo uso di « video-relè », mentre qualche ditta (per esempio l'« American Telephone and Telegraph Co. ») si dimostra tuttora propensa all'adozione dei collegamenti a cavo coassiale. Non meno di sei trasmettitori sperimentali per televisione sarebbero già in funzione negli Stati Uniti e cioè tre nella città di Nuova York, uno a Filadelfia ed uno a Chicago. Fra gli ultimi relè autorizzati, notevole quello a microonde, collegante Washington con Filadelfia, mediante il passaggio attraverso sei stazioni relè, mentre altri relè colleganti Nuova York con Schenectady e Washington sono in corso d'attivazione.

A differenza della televisione inglese funzionante tuttora sulle 405 linee, quella americana sarebbe organizzata sulle 525 linee, e sarebbero in commercio ricevitori con schermo di proiezione di 40 cm × 52 cm a prezzo variabile dai 395 ai 150 dollari, pur contandosi di mettere presto sul mercato apparecchi più correnti, con schermo di 11,25 cm × 16,25 cm, al prezzo di 100 dollari. *G. M.*

TUBI ELETTRONICI

Presso la sezione di Berlino del « Verband Deutscher Elektrotechniker » è stato tenuto, da noti specialisti, nell'inverno 1942-43, un ciclo di **conferenze sui tubi elettronici**. Di tali trattazioni viene data da F. W. Gundlach, nel fascicolo del 10 febbraio 1944 di *E. T. Z.*, un'esposizione riassuntiva, di pregevole chiarezza, che, pur essendo concisa, considera i tubi elettronici sotto tutti i principali aspetti: storico, fisico, tecnico e produttivo. Per i singoli argomenti si accenna ad una ricca, ma selezionata, bibliografia. *G. G.*

---

(1) Acquistabile presso l'« H. M. Stationery Office » di Londra, al prezzo di 6 scellini.

NECROLOGIE

JOHN AMBROSE FLEMING

Il 18 aprile 1945, è morto a Sidmouth, quasi centenario, John Ambrose Fleming, ch'era nato a Lancaster il 29 novembre 1849. Il padre era pastore anglicano e la madre apparteneva ad una famiglia di industriali, pioniera nella produzione del cemento Portland. Egli studiò a Londra, ma per ragioni finanziarie dovette lasciare l'università nel 1866 prima di essersi diplomato. Continuati gli studi mentre lavorava come impiegato e conseguito il diploma in scienze, fu per breve tempo insegnante in varie scuole; a 28 anni passò al Laboratorio Cavendish per compiervi, sotto la direzione del Maxwell, due anni di studio, che lasciarono un'impronta decisiva nella sua mentalità scientifica.

Stabilitosi nel 1882 a Londra per svolgervi attività professionale, nel 1884 fu chiamato a coprire per primo la nuova cattedra di elettrotecnica, istituita presso quel «College». Egli non la lasciò più per 41 anni.

Consulente del gruppo telefonico formatosi verso il 1880 dalla fusione fra la Edison e la Bell, poi del gruppo elettrico costituito (1883) dalla Edison e dalla Swan per lo sviluppo dell'illuminazione elettrica, ebbe parte non piccola nell'affermarsi della telefonia e nell'estendersi dell'illuminazione elettrica e delle applicazioni per forza motrice.

Nel 1899, costituitasi la « Marconi Wireless Telegraph Company », il Fleming ne divenne il primo e più autorevole consulente scientifico e studiò, fra l'altro, i circuiti di alimentazione dei grossi apparati a scintilla, che furono sistemati a Poldhu per il primo tentativo di radiocollegamento transatlantico. Sviluppò particolarmente la tecnica delle misure ad alta frequenza e pubblicò un importante e grosso trattato su le onde elettromagnetiche e la radiotelegrafia. Ma la sua maggiore notorietà è forse dovuta (oltre che alla ben nota «regola delle tre dita») alla «valvola del Fleming», che oggi chiamiamo diodo raddrizzatore, ideata da lui verso la fine del 1904. Il fatto che poco dopo il de Forest cominciò ad usare in America per il medesimo scopo lo stesso dispositivo, da lui chiamato « audion », diede luogo ad una controversia, che non lasciò dubbio sulla priorità del Fleming. Quando poi nel 1907 il de Forest introdusse nel tubo l'elettrodo di comando o griglia, costruendo così il primo triodo, Fleming non mosse alcuna rivendicazione circa il nuovo dispositivo.

Egli riuscì anche a coltivare direttamente le scienze fisiche, in ispecie con le ricerche sulle proprietà elettriche e magnetiche dei materiali alle più basse temperature. Accanto all'opera dello scienziato e del tecnico merita in fine di essere ricordata quella del maestro, che studiosi di ogni parte del mondo accorrevano a consultare e ad ascoltare, ammirandone le doti di chiarezza, di concisione e di eleganza. *Di.*

Vol. XIV Marzo-Giugno 1945 N. 1-2

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On avait décrit précédemment un générateur diphasé à battements, dans lequel la régulation de la différence de phase entre les deux tensions de sortie pouvait être réglée à volonté d'une façon indépendante de la fréquence. Maintenant, on indique la possibilité d'atteindre le même but par des oscillateurs à résistance et capacité. On obtient ce résultat par l'emploi d'un oscillateur monophasé et d'un variateur de phase séparé, et par la mise au point automatique de ce dernier, dont le fonctionnement serait, en général, dépendant de la fréquence, d'une telle façon que le décalage de phase que l'on introduit reste constant, bien que la fréquence soit variée, et peut être choisi à volonté.

La mise au point automatique du variateur de phase est accomplie en connectant ce dernier avec le contrôle de fréquence de l'oscillateur. Cela serait possible, en theorie, par l'emploi d'un oscillateur quelconque, mais peut être accompli pratiquement, et d'une façon tout simple, seulement si l'oscillateur est du type à résistance et capacité.

D'une manière analogue à ce qui se passe pour les types monophasés, les oscillateurs diphasés à résistance et capacité offrent, en comparaison de ceux à battements, des avantages et des désavantages, qui ont une importance diverse selon les applications auxquelles ils sont destinés. Le type à résistance et capacité, par exemple, est préférable en ce qui concerne la stabilité de fréquence ou bien la simplicité de la construction. Le type à battements est au contraire préférable si l'on veut effectuer la régulation de la fréquence, ou bien celle de la phase, dans une gamme très étendue et même, pour ce qui concerne la régulation de la phase, dans une gamme illimitée.

On examine séparément les deux aspects différents des écrans pour les champs magnétiques constants et ceux pour les champs périodiquement variables. On résume les deux théories et on montre que le deuxième type d'effet d'écran se modifie profondément selon la fréquence et selon que l'écran soit constitué ou non de matériel ferromagnétique. Tout en étant posé de la façon la plus générale, le problème a été étudié particulièrement pour les écrans contre les troubles des transformateurs d'entrée des amplificateurs B. F.

On démontre l'indépendance de l'effet d'écran de la forme (et entre certains limites, même des dimensions absolues) de l'écran; on montre que l'effet magnétostatique croît presque proportionnellement à la perméa-

bilité relative et, pour écrans géométriquement fins, aussi proportionnellement à l'épaisseur relative; encore, qu'il croît en façon presque exponentielle avec le nombre des écrans, ainsi que, pour obtenir des résultats très sensibles, on emploie très convenablement plusieurs écrans concentriques.

La dépendance de l'effet électromagnétique d'écran des grandeurs géométriques et électromagnétiques est plus compliquée. On définit un paramètre dépourvu de dimensions physiques, $p = d/d_0$, *rapport de l'épaisseur géométrique à la pénétration ou « épaisseur électromagnétique »; ce paramètre est tel que, quand il est notablement plus petit qu'un, l'effet d'écran croît avec* p^2 *et avec la diminution de l'épaisseur relative; et quand* p *est notablement plus grand qu'un, la loi de variation est du type exponentiel en* p.

On donne ensuite les résultats des essais d'efficience d'écran sur plusieurs types d'écrans, simples ou multiples; ils ont été conduits ayant regard surtout aux inductions dues aux appareillages d'alimentation, à la fréquence du réseau. On remarque que l'effet d'écran, tout en ayant l'allure qualitative prévue, est toujours moindre de celui théoriquement prévu; ces différences affèrent à l'incertitude de la valeur initiale de la perméabilité et à sa réduction avec la croissance de la fréquence. Dès qu'on atteint une certaine valeur de celle-ci, cette réduction est si sensible qu'on a un avantage à remplacer les écrans en matériel ferromagnétique avec des écrans en cuivre, la meilleure conductivité de ceci jouant un très importante rôle.

L'on donne enfin des coéfficients de correction de la théorie, au moyen desquels ont peut calculer l'atténuation qu'on peut avoir à chaque fréquence avec un certain système d'écrans. Dans l'appendice on développe avec toute rigueur les deux théories, celle magnétostatique et celle électromagnétique, pour écrans simples de forme cylindrique ou de sphère creuse, et de même pour écrans multiples.

On établit un examen d'ensemble sur les différents méthodes pour le relèvement expérimental des champs électrostatiques; on considère la méthode de la cuve électrolytique et on en discute les causes d'erreur. On donne quelque exemple des résultats expérimentaux sur des champs électrostatiques dans des dispositions caractéristiques des tubes électroniques et on reporte quelques trajectoires électroniques déduites avec une construction graphique.

On étudie les propriétés du champ électromagnétique dans les cavités limitées par des surfaces de révolution et sans pertes dans le diélectrique et dans le métal. On limite l'étude aux régimes oscillatoires, dans lesquels aucun plan méridien est plan nodale pour les champs électrique et magnétique. On met en évidence l'existence de certains points dans lesquels le champ électrique est nul: grâce aux propriétés de ces points on peut aisément déduire l'allure qualitative des lignes du champ électrique. Avec l'utilisation

CONTENTS

In a previous paper, it was described a two-phase beat-frequency oscillator, in which the frequency and phase controls were completely independent from each-other. In the present paper the possibility is outlined, to attain the same result by resistance-capacity oscillators. This is accomplished by using a single-phase oscillator with separated phase-shifter and by automatically setting this latter, whose behaviour would be in general dependent on the frequency, in such a way that the phase split caused by it remains the same by each frequency, and can be chosen at will.

The automatical setting of the phase-splitter is attained by mechanically coupling it with the frequency control of the oscillator. Such an arrangement would be possible, in theory, by the use of any whatever oscillator, but in practice it can be attained in a simple way only by the use of resistance-capacity oscillators.

In comparison with the analogous beat frequency oscillators, the two--phase resistance-capacity oscillators are preferable from the point of view of the frequency stability and the simplicity of construction; whereas the beat-frequency devices are preferable as regards the width of the frequency and phase ranges (by beat-frequency oscillators, the phase range can be even unlimited) and as regards other properties which are discussed.

Shielding against constant magnetic fields or against periodically variable ones are separately examined. The respective theories are resumed, showing how the second way of screening effect is deeply influenced by the frequency and according whether the screen is of a magnetic metal or not. Although the problem is put in a general way, it is particularly referred to the screening against troubles which may affect input transformers of A. F. amplifiers.

The independence of the screening effect from the shape (and, under certain limitations, also from the absolute dimensions) of the screen, is showed; the magnetostatic shielding effect increases almost linearly with the relative permeability of the screen and, if this is thin, with its relative thickness; it also increases almost exponentially with the number of screens, so that three or more concentrical screens are used whenever a strong shielding effect is wanted.

The dependence of the e. m. screening effect from the geometry of the system and from the e. m. values is more complicated. A numerical parameter $p = d/d_0$ is introduced which can be regarded as the ratio of the geometrical thickness to the penetration or « electrical thickness »; the dependence of the screening effect from this parameter is such that when p is notably less than 1 the screening effect grows with p^2 and with the decrease of thickness; and when p is notably greater than 1, the law of the screening effect is of the exponential type in p.

Performed experiments of shielding effects on several single and multiple screens are then reported; these were referred especially to troubles due to the disturbing magnetic fields on the supply transformers, at network frequency. The actual shielding effects of iron screens follow qualitatively the theoretical laws but the values are all inferior to the expected values; that must be referred to the uncertainty of the initial value of permeability and to its decrease with the increase of frequency. This decrease is so marked that, from a certain frequency on, copper screens are preferable because of their higher conductivity.

Finally correction figures are given, with which the attenuation of a system of screens may be foreseen at every frequency with a good approximation. In the appendix are mathematically and diffusely treated both theories of magnetostatic and of electromagnetic screening, applied to spherical and cylindrical single screens, and also to multiple concentrical screens.

After a general review on different methods to find experimentally some electrostatic fields, the method of electrolytic tank is considered and errors which affect the measurement are pointed out. Some experimental results concerning electrostatic fields sustained by characteristic structure of electronic tubes are reported with some electronic trajectories obtained by graphical means.

Properties of the electromagnetic field inside of cavities, limited by revolution surfaces and without dielectric or conductor losses, are dealt with. Only field configurations are considered in which no meridian plane is a nodal plane both for electric and magnetic field. The existence of some points where the electric field is zero is pointed out: properties of these points give quickly the qualitative configuration of the electric lines. Results of the general theory are applied to the behaviour in oscillation, at the fundamental resonance frequency, of two particular cavities: a toric one and an almost cylindrical one.

INHALT

In einer früheren Arbeit wurde ein zweiphasiger Tonfrequenzschwebungssummer mit frequenzunabhängiger Phasenregelung beschrieben. In der vorliegenden Arbeit wird die Möglichkeit gezeigt, ein ähnliches Ergebnis durch R-C Sender zu erzielen. Das geschieht durch Anwendung eines einphasigen Senders und eines getrennten Phasenschiebers. Der letztere, dessen Wirkung an sich frequenzabhängig wäre, wird automatisch in Abhängigkeit von der Frequenz eingestellt, sodass die durch ihn verursachte Phasenverschiebung frequenzunabhängig und beliebig regelbar wird.

Die automatische Einstellung des Phasenschiebers geschieht durch mechanische Kopplung desselben mit dem Sender. Ein solches Verfahren wäre theoretisch durch Anwendung eines Senders jeder Art möglich, ist aber praktisch nur im Falle eines R-C Senders leicht durchzuführen.

Aehnlich wie bei den entsprechenden einphasigen Geräten der Fall ist, weisen zweiphasige R-C Generatoren, im Vergleich mit Schwebungsgeneratoren, Vor- und Nachteile, deren relative Bedeutung von der Art der praktischen Anwendungen abhängt. Insbesondere ist der R-C Typ vorzuziehen, wenn es auf grosse Frequenzstabilität und grosse Einfachkeit ankommt. Der Schwebungstyp weist dagegen Vorteile wenn die Frequenz- und Phasenregelung in einem relativ grossen Bereich geschehen muss — eventuell, was die Phasenregelung betrifft, in einem unbegrenzten Bereich — oder in anderen Fällen die erörtert werden.

Die zwei wesentlich verschiedene Weise der Schirmwirkung gegen stetigen magnetischen Felder und gegen periodisch veränderlichen Felder, werden untersucht. Die betreffenden Theorien werden zusammengefasst; es wird gezeigt dass die zweite Art von Schirmwirkung ändert sich vollkommen jenach der Frequenz und jenach dem Metall (entweder ferromagnetisch oder nicht) woraus der Schirm besteht. Obwohl das Problem ganz allgemein eingesetzt ist, wird es besonders an die Schütz gegen Störerscheinungen bei dem Eingangstransformatoren der N. F. - Verstärker bezogen.

Die Unabhängigkeit der Schirmwirkung von der Gestalt (und, unter gewissen Grenzen von der absolute Grösse) des Schirmes wird gezeigt. Es wird beweist dass die magnetostatische Schirmwirkung mit der relative Permeabilität und, für geometrisch dünnen Schirmhüllen, mit der relative Dicke fast linear zunimmt. Sie nimmt übrigens fast exponentiell mit der Schirmenzahl zu; es folgt davon dass höhe Schirmwirkungen sind praktisch nur mittels mehrfachen konzentrischen Schirme erreichbar.

Die Abhängigkeit der elektromagnetischen Schirmwirkung von den geometrischen und elektromagnetischen Grössen ist mehr kompliziert. Man setzt ein rein numerisches parameter ein, $p = d/d_0$*, das das Verhältnis der geometrischen Dicke zum Durchdringen oder « E. M. Dicke » ausdrückt,*

so dass wenn p merklich kleiner als 1 ist (elektromagnetisch dünne Schirme) die Schirmwirkung direkt proportional dem Quadrat von p und umgekehrt proportional der geometrischen Dicke wächst; ist aber p merklich grösser als 1, so ist das Zunamegesetzt exponentiell in p.

Zweitens wurden Schirmwirkungsmessungen auf mehrere Typen von einfachen und mehrfachen Schirmen ausgeführt, hauptsächlich in Bezug auf die Störwirkung der Speisungsgeräte bei Netzfrequenz. Die Ergebnisse auf eisernen Hüllen sind wesentlich niedriger als die die von der Theorie abgeleitet werden; der Unterschied ist an die Unsicherheit des relativen Anfangspermeabilitätswertes und an dessen Verkleinerung mit der Steigerung der Frequenz zu beziehen. Diese Verkleinerung ist die Ursache dass, von einer gewissen Frequenz ab, die ferromagnetische Schirme bei E. M. Schirmung weniger wirkend als kupferne Schirme werden, wobei die grössere Leitfähigkeit eine bedeutende Rolle spielt.

Endlich werden die Korrekturfaktoren angegeben womit die Dämpfung der vorgeworfene Schirme bei dem ganzen in Frage kommenden Frequenzbereich mit praktisch begnügende Annäherung vorsehen kann. In dem Anhang werden die beiden Theorien der M. S. und E. M. Schirmung für einzelne und mehrfache, bzw. für zylindrische und sphärische Schirme ausfürlich behandelt.

A. PINCIROLI und M. PANETTI: Potentiogrammen und Elektronenbahnen in elektrostatischen Feldern . . . . Seite 81

Nach einer kurzer Uebersicht der verschiedenen Aufnahmenmethoden der elektrostatischen Felder, beschreibt man den Methoden des elektrolytischen Troges und bespricht man die Fehlerursachen. Es werden ferner einige experimentellen Beispielen von elektrostatischen Feldern, die von Elektronenröhren Elektroden verursacht werden, gegeben. Graphisch abgeleitete Elektronenbahnen werden auch besprochen.

M. ABELE: Elektromagnetisches Feld in Hohlräumen . . . . Seite 96

Es werden die Eigenschaften des elektromagnetischen Feldes im Inneren von Hohlräumen, die von Umdrehungsfläche begrenzt und weder von dielektrischen noch von ohmischen Verlusten behaftet sind, behandelt. Die Forschung ist zu den elektromagnetischen Schwingungen, bei denen keine Meridianebene eine Knotenebene für den elektrischen und für den magnetischen Feld ist, begrenzt. Es wird die Existenz von Punkten, in denen das elektrische Feld null ist, bewiesen: das Studium der Eigenschaften von diesen Punkten macht es leicht die elektrische Feldlinien qualitativ abzurechnen. Nach der allgemeiner Behandlung werden endlich die dem Grundfrequenz von zwei speziellen Hohlräumen (einem toroidalen und einem fast-zylindrischen Hohlraum) entsprechenden Schwingungen studiert.



PROF. A. BARBAGELATA, *Direttore responsabile* — Pubblic. autorizzata P 82 A. P. B.
Stabilimento Tipografico AJANI GIOVANNI & CANALE GIACOMO - Corso S. Maurizio 42-A - TORINO

VOL· XIV - N. 3-4 SETTEMBRE - DICEMBRE 1945

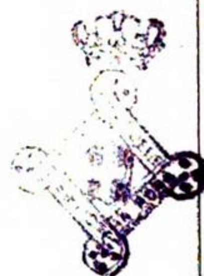
ALTA FREQUENZA

RASSEGNA DI RADIOTECNICA

TELEFONIA

E ACUSTICA APPLICATA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A. F. XIV-3-4 SET.-DIC. 1945

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. XIV SETTEMBRE - DICEMBRE 1945 N. 3-4

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA

DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Direttore: G. VALLAURI. *Condirettore:* P. LOMBARDI.
Redattori: M. BOELLA; V. GORI; R. SAN NICOLÒ; F. VECCHIACCHI.
Collaboratori ordinari: A. FERRARI-TONIOLO; A. GIACOMINI; A. GIGLI; N. LA BARBERA; A. PINCIROLI; R. SARTORI.

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . . . . **L. 450**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . » **350**
IL PRESENTE FASCICOLO (semestrale) » **240**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . » **200**

ANNATE ARRETRATE: V (1936), VI (1937), CIASCUNA **L. 200**; PER I SOCI **L. 160**. LE SUCCESSIVE, CIASCUNA **L. 250**; PER I SOCI **L. 200**.

SOMMARIO

Résumés en langue française - English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA



VOLUME XIV
(1945)



ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma



INDICE PER AUTORI

(A) articoli; (C) cronaca tecnica; (LP) libri e pubblicazioni; (R) recensioni.

A

B

C

Pagine iniziali dei singoli fascicoli del volume: p. 1, n. 1-2 (marzo-giugno); p. 129, n. 3-4 (settembre-dicembre).

D

F

G

H

J

K

L



INDICE PER MATERIE

1. - Acustica applicata ed elettroacustica.

2. - Amplificatori.

Informazioni e notizie

3. - Antenne.

Recensioni

4. - Applicazioni varie.

Recensioni

Cronaca tecnica

Informazioni e notizie

5. - Circuiti, quadripoli, filtri.

Note di redazione

Memorie e articoli

6. - Convertitori, raddrizzatori.

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

Necrologie

10. - Fisica generale.

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

11. - Fonografia e cinematografia sonora.

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

12. - Fotoelettricità.

Libri e pubblicazioni

13. - Generatori, oscillatori, trasmettitori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Informazioni e notizie

14. - Istituti, scuole, esposizioni, congressi.

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

15. - Linee e condutture.

Memorie e articoli

Recensioni

16. - Materiali.

Memorie e articoli

Recensioni

Informazioni e notizie

17. - Misure.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica




Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

Vol. XIV Settembre-Dicembre 1945 N. 3-4

ALTA FREQUENZA



Teoria dei circuiti con tubi elettronici.

L'annuncio recente della morte di J. A. Fleming (1), quasi centenario, ha fatto rievocare il memorabile avvento dei tubi elettronici nella storia della radiotecnica, il quale si può ben dire l'abbia divisa in due epoche distinte. Si è riparlato del passaggio dal diodo del Fleming al triodo del de Forest, delle mirabili proprietà intraviste nel triodo e subito tentate e messe in qualche modo a profitto, e della prima teoria venuta a chiarirle ed a coordinarle così da aprire la via alla loro sempre più vasta e sempre più varia utilizzazione.

Anche allora, come avviene molto spesso, la teoria seguì l'intuizione geniale dell'inventore e l'opera sagace del tecnico, ma non per questo fu meno utile. Il ricorso alle così dette caratteristiche dei tubi e l'uso dell'algoritmo matematico diedero inizio allo studio teorico dei circuiti contenenti elementi non lineari, che occupa ormai un vasto ed attraente settore nel campo delle nostre scienze. Ciò offre un altro esempio di quanto è accaduto più volte: la teoria restituisce alla tecnica, grandemente moltiplicato, il beneficio che ne ricevette sotto forma di spunto e di incentivo ad affrontare determinati problemi, e diventa indispensabile collaboratrice di sempre nuovi e sostanziali progressi.

Pregevole contributo all'estensione ed alla sistemazione della teoria dei generatori di oscillazioni, basati sull'uso dei tubi elettronici, è già stato fornito, fra gli altri, dal Carrara con lo studio generale degli oscillatori a tubi elettronici, così del tipo ordinario come del tipo a rilasciamento. Gli oscillatori vi vengono considerati come costituiti dall'accoppiamento di un circuito ad elementi lineari (capacità, induttanze e resistenze, variamente disposte) con un dipolo contenente uno o più tubi elettronici ed avente una caratteristica corrente-tensione a pendenza negativa, almeno per certi tratti. Fissata la distinzione tra bipoli N e bipoli S secondo l'andamento della loro caratteristica fuori del tratto a pendenza negativa, e determinato il conseguente loro diverso comportamento, è stata svolta una teoria generale che precisa le condizioni

(1) John Ambrose Fleming - A. F., 1945, XIV, p. 128.

perchè si producano oscillazioni di rilasciamento ovvero oscillazioni ordinarie. Per esse, in base alla trattazione matematica, vengono proposti rispettivamente i nomi suggestivi di « oscillazioni reali » e di « oscillazioni complesse ».

Nel nuovo scritto del professore CARRARA, che qui ora compare, la teoria è ulteriormente sviluppata, così da estenderla al caso, in cui un generatore di oscillazioni dell'uno o dell'altro tipo viene vincolato ad un secondo oscillatore estraneo ed è comandato da esso, per modo che le oscillazioni generate dal primo non presentino più la frequenza propria, bensì quella imposta dal secondo, anche quando la potenza, che quest'ultimo può mettere in giuoco, sia molto minore di quella dell'altro.

Com'è noto, in ciò consiste la così detta « sincronizzazione », la quale può avvenire, sia quando lo scarto fra le due frequenze non supera certi limiti, sia quando la frequenza imposta all'oscillatore comandato, discosta per un certo scarto da quella sua propria, non è la frequenza dell'oscillatore di comando, bensì un sottomultiplo intero di essa. In questo secondo caso si ha la così detta « demoltiplicazione » di frequenza.

È facile rendersi conto dell'importanza dei quesiti che la trattazione teorica ha permesso di risolvere, quando si noti che essa consente di determinare gli scarti di frequenza ora accennati, cioè i limiti entro i quali la sincronizzazione e la demoltiplicazione sono possibili, nonchè gli elementi — notevolmente diversi secondo che le oscillazioni comandate sono reali o complesse — da cui codesti limiti dipendono. La teoria esposta permette per di più di risolvere numerosi altri problemi connessi col problema principale e riguardanti, tra l'altro, la tecnica degli oscillografi e dei frequenziometri, quella degli apparati di televisione e di radiolocalizzazione e quella degli orologi a quarzo.

Oscillatori per onde decimetriche.

Nel campo delle frequenze corrispondenti a onde di lunghezza inferiore al metro, si assiste ad una profonda evoluzione, sia dei tubi elettronici, sia dei circuiti, frutto di un'intensa attività scientifica e tecnica. Da un lato sono stati attuati nuovi tipi di tubi, in cui si trae profitto del moto elettronico per la generazione delle più alte frequenze: il magnetron e i suoi derivati, e più ancora i tubi a comando di velocità, come il clistron e quelli simili; dall'altro lato i consueti circuiti oscillatòri classici sono stati sostituiti dai risonatori a cavità e le linee dalle radioguide.

Grazie alle proprietà elettriche delle cavità risonanti è stato possibile l'uso dei triodi anche per frequenze assai superiori al limite raggiungibile coi circuiti tradizionali, e ciò non per speciali scopi di laboratorio, bensì per applicazioni tecniche: alcuni scritti già comparsi nella nostra

rivista hanno informato i lettori di quanto è stato ottenuto in Italia nel corso della guerra in questo campo. Ad essi si collega il lavoro dell'ingegnere BARGELLINI, che illustra un nuovo tipo di accoppiamento fra un triodo ed una cavità risonante, il quale permette di eliminare con notevole vantaggio alcuni inconvenienti degli accoppiamenti già noti. Mentre, con questi ultimi, il campo elettromagnetico interno alla cavità viene notevolmente disturbato per la presenza dei tubi, sì che la frequenza che si genera non è quella di risonanza propria della cavità — ciò che determina, fra l'altro, un notevole abbassamento del coefficiente di risonanza — tale disturbo è grandemente ridotto nella disposizione proposta: la quale si presta inoltre in modo particolare per il collegamento fra l'oscillatore ed i sistemi irradianti ad alta direttività. Essa dimostra che il triodo non ha esaurito le sue risorse e può ancora tenere il campo con successo.



Oscillatore con linea elettrica artificiale.

Non è concetto nuovo l'importanza della fase dell'accoppiamento di reazione nel determinare la frequenza di un oscillatore a triodo; ma la variazione della fase è in genere associata, per i circuiti risonanti usuali, ad una cospicua variazione del modulo dell'impedenza, cosicchè può riuscire per taluno difficile astrarre da questo ultimo concetto e pensare la variazione di fase con la frequenza come unico elemento determinante il periodo dell'oscillazione.

Può essere perciò interessante esaminare come si attui sperimentalmente qualche schema di oscillatore, nel quale, mediante l'uso di linee elettriche artificiali, anzichè di semplici circuiti oscillatòri, l'importanza della variazione di fase risalta in piena evidenza. Ciò è messo in vista dall'ingegnere FEDERICI nella nota che pubblichiamo nel presente fascicolo, della quale ci sembra degno di rilievo il valore didattico per l'interpretazione dei fenomeni.

Misure precise di frequenza.

Le misure di frequenza avevano rappresentato uno dei principali campi di attività dell'Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della R. Marina, prima della guerra, e si sapeva che vi erano state ottenute brillanti affermazioni, anche nel confronto coi più rinomati laboratori esteri. Soltanto ora però, ad opera del collega BOELLA, vien data notizia dei mezzi sperimentali, che a quello scopo erano stati elaborati. Benchè siano ormai trascorsi vari anni dalla loro attuazione, si reputa che il procedimento organico ed originale di misura delle frequenze allora attuato presenti notevole interesse e meriti di essere

fatto conoscere. Siamo qui in una situazione opposta a quella di molti casi, in cui certi autori, non appena avuta un'idea, sono presi dall'ansia che un ritardo nell'annunciarla defraudi il mondo scientifico della conoscenza di qualcosa d'importante e di nuovo e privi l'ideatore di un titolo di priorità cui egli attribuisce particolare valore.

Si hanno motivi per pensare che l'apparecchiatura ora descritta, frutto di anni di lavoro e di esperienza, sia andata distrutta o dispersa nelle vicissitudini subite dall'Istituto di Livorno negli ultimi anni di guerra; ma, poichè restano fortunatamente tutti i dati, si può esprimere la speranza che la loro pubblicazione invogli qualche ditta o qualche laboratorio a rinnovare la costruzione di un'attrezzatura per misure di frequenza di così elevata precisione.

A questo proposito merita rilievo il fatto che la misura della frequenza, sia per l'esattezza con cui può essere noto il valore della grandezza campione, sia per la precisione con cui si può eseguire il confronto, consente un'approssimazione forse più spinta di quella con cui è dato di valutare numericamente qualunque altra grandezza fisica. Giova tuttavia osservare che il dire ad esempio di aver misurato con l'imprecisione di 10^{-7} una frequenza di 10^7 Hz non equivale a dire di aver misurato con quella imprecisione un intervallo di tempo della durata del periodo, cioè della durata di 10^{-7} s, perchè nelle misure in questione si suppone sempre di aver da fare con frequenze *costanti*, mentre della perfetta identità di ciascun singolo periodo rispetto a tutti gli altri non si ha alcun modo diretto di accertarsi.

Sistemi di teleselezione.

È molto probabile che non soltanto il pubblico in genere, ma anche gli elettrotecnici e gli stessi specialisti delle telecomunicazioni abbiano, per lo più, un'idea assai vaga della somma di delicati congegni e della complessa organizzazione occorrenti per stabilire i circuiti di comunicazione interurbana. A somiglianza di quanto avviene nelle reti urbane, ormai in gran parte rese automatiche, anche nelle comunicazioni interurbane si tende ad escludere o almeno a limitare l'intervento di operatori: ne conseguono una maggiore celerità nello stabilire il collegamento voluto ed una molto migliore utilizzazione dei circuiti.

La Svizzera offre, com'è noto, un esempio cospicuo di rete interurbana ormai non dissimile da una rete urbana. In Italia, per la maggiore estensione del paese e per la stessa particolare configurazione geografica, non sembra possibile arrivare a condizioni analoghe a quelle attuate in Isvizzera. Si mira tuttavia anche da noi a creare aggruppamenti almeno regionali o pluriprovinciali quasi completamente automatici, mentre nella rete statale per le comunicazioni interregionali ed a grande

distanza si tende, con la chiamata celere, ad escludere l'intervento di uno degli operatori.

Per tutto ciò si richiedono apparecchiature particolari, il cui studio costituisce ormai un importante capitolo della telefonia. Di codesta tecnica, privilegio di pochi specialisti, tratta l'ingegnere LUCANTONIO in uno studio sui trasduttori automatici per teleselezione, nel quale, dopo un accurato esame dei vari tipi, se ne propone un'interessante rappresentazione funzionale. È, come abbiamo detto, un argomento molto speciale, che non offre di certo gli aspetti avvincenti di altri moderni sviluppi delle telecomunicazioni, ma ad esso è legato probabilmente in larga misura il domani della telefonia.

Classificazione dei microfoni.

Lo studio sempre più approfondito del microfono e l'analisi dei fattori da cui dipende il suo effettivo comportamento, dànno crescente rilievo alle differenze essenziali che sussistono fra i vari tipi di apparecchi, ideati ed attuati per eseguire la trasformazione di energia acustica in elettrica o, meglio, il comando di questa da parte di quella. La grande varietà dei fenomeni fisici, messa a profitto per raggiungere lo scopo, si riflette in una non minore varietà di strutture e di caratteristiche, e da questa deriva, com'è naturale e conforme con quanto accade nello sviluppo di ogni sorta di conoscenze scientifiche, il desiderio di procedere ad una classificazione dei microfoni, raggruppandoli opportunamente in distinte categorie.

Ad uno studio sul medesimo tema, comparso anni sono nella nostra rivista (2), fa ora sèguito la nota dell'ingegnere BORDONI, il quale propone un nuovo criterio per la distinzione tra microfoni a pressione e microfoni a gradiente di pressione, e mette anche in rilievo come la distinzione stessa non possa in ogni caso considerarsi netta e definitiva, specie se si immagina che vari la densità del fluido in cui il microfono è immerso, e se si tien conto del suo diverso comportamento al variare della frequenza della vibrazione sonora ed anche dell'angolo d'incidenza di questa sulla faccia dell'organo sensibile del microfono.

LA REDAZIONE.

---

(2) A. GIGLI: Schema di teoria e di classificazione dei microfoni - A. F., 1939, VIII, p. 537.

SINCRONIZZAZIONE E DEMOLTIPLICAZIONE DI FREQUENZA

NELLO CARRARA

Nel presente lavoro è svolta una teoria completa della sincronizzazione e della demoltiplicazione di frequenza degli oscillatori di rilasciamento (reali) e degli oscillatori ordinari (complessi). La teoria, che inquadra e giustifica i fatti sperimentalmente accertati e fornisce gli elementi per la determinazione degli intervalli di sincronizzazione e degli ordini e degli intervalli di demoltiplicazione, è fondata sulla dipendenza della frequenza propria dalle tensioni di alimentazione per gli oscillatori reali, e dalle differenze di fase fra le correnti e le tensioni oscillanti per gli oscillatori complessi.

1. - Premessa.

Gli oscillatori, generatori di tensioni alternative, possono essere suddivisi in due classi: oscillatori di rilasciamento ed oscillatori ordinari; i primi dànno luogo a tensioni che possono assumere andamenti di varia forma in funzione del tempo: spesso trapezoidale, rettangolare, triangolare; i secondi invece producono tensioni quasi perfettamente sinusoidali.

Tanto gli uni quanto gli altri sono attuati, in pratica, collegando i morsetti di un adeguato bipolo (la cui caratteristica $i = f(v)$, statica o dinamica, abbia, almeno per un certo tratto, pendenza negativa) con circuiti comprendenti capacità, induttanze e resistenze variamente disposte. A loro volta i bipoli si possono distinguere in due categorie: bipoli N e bipoli S, secondo il modo con cui il tratto con pendenza negativa della loro caratteristica è collegato con i rimanenti.

Altrove ([1]) si è esposta una teoria generale, che mette in evidenza il diverso comportamento dei due tipi di bipolo e ne inquadra e giustifica le proprietà; lo sviluppo della teoria conduce anche ad individuare le condizioni sotto le quali circuiti comprendenti un bipolo possono essere sede di oscillazioni di rilasciamento od ordinarie: dette condizioni emergono dalla discussione di una equazione differenziale del secondo ordine,

([1]) N. Carrara: A. F., 1939, VIII, p. 683.
N. Carrara: L'Elettrot., 1943, XXX, p. 195.

e suggeriscono di denominare le prime « oscillazioni reali », le seconde « oscillazioni complesse ». La distinzione ha così un significato più profondo, più intimamente legato alla natura del fenomeno e meno empirico.

La frequenza delle oscillazioni complesse dipende essenzialmente dalle costanti del circuito: capacità, induttanza, resistenza; e soltanto in misura molto limitata possono alterarne il valore le tensioni di alimentazione. Al contrario, la frequenza delle oscillazioni reali ne risente grandemente. Sia gli oscillatori reali, sia gli oscillatori complessi (assai più facilmente i primi dei secondi) si lasciano « sincronizzare » con oscillazioni estranee; cioè possono essere vincolati ad un altro oscillatore, in modo da generare oscillazioni la cui frequenza non è più la propria, ma quella dell'altro, purchè lo scarto fra le due frequenze non superi certi limiti sempre molto ristretti; può inoltre ottenersi la sincronizzazione con oscillazioni estranee la cui frequenza sia prossima ad un multiplo intero della frequenza propria: si può ottenere cioè la « demoltiplicazione di frequenza ».

I fondamenti e i metodi della teoria sopra ricordata permettono, come si vedrà nel presente lavoro, di risolvere anche i numerosi problemi, attinenti alla sincronizzazione e alla demoltiplicazione, che tanto spesso si presentano nella tecnica delle alte frequenze: in molti strumenti di laboratorio e di ricerca, come oscillografi e frequenziometri; negli apparati di televisione e di radiolocalizzazione; negli orologi a quarzo e così via; problemi che finora non avevano trovato una spiegazione esauriente.

È pertanto necessario richiamare alcuni risultati di quella teoria, che occorrono per le attuali indagini.

2. - Condizioni di autooscillazione.

Si premette che il principio di dualità elettromagnetica permette di trasferire tutte le considerazioni e le conclusioni sui circuiti comprendenti un bipolo N, al caso dei circuiti con un bipolo S; così ci si può limitare senz'altro allo studio dei primi (2).

Un bipolo N può essere attuato in moltissimi modi con i tubi elettronici. Tanto per avere un punto d'appoggio sperimentale, cui riferirsi nello sviluppo della teoria, se ne descrive uno semplicissimo, il cui meccanismo è fondato sull'emissione secondaria di placca di un tetrodo. Esso consiste soltanto di un tetrodo CQ 05-15, alimentato come segue: $V_s = 120$ V, $V_g = 0$; al variare della tensione anodica, la corrente anodica ha l'andamento riportato in figura 1; è questa la caratteristica tipica dei bipoli N, in cui il tratto con pendenza negativa è riunito ai suoi estremi con due rami a pendenza positiva, così da costituire una linea in forma di N. La pendenza della caratteristica dI/dV ha le dimensioni dell'inverso di una resistenza: resistenza differenziale, che è negativa nel tratto discendente.

(2) N. Carrara: A. F., 1938, VII, p. 148.

S'immagini ora di collegare i morsetti del bipolo (anodo e catodo) con un circuito oscillatorio a risonanza di tensione, in serie col generatore della tensione anodica V_{a0} (che si suppone di resistenza e impedenza interna nulle) secondo lo schema della figura 2, dove R_n indica il bipolo.

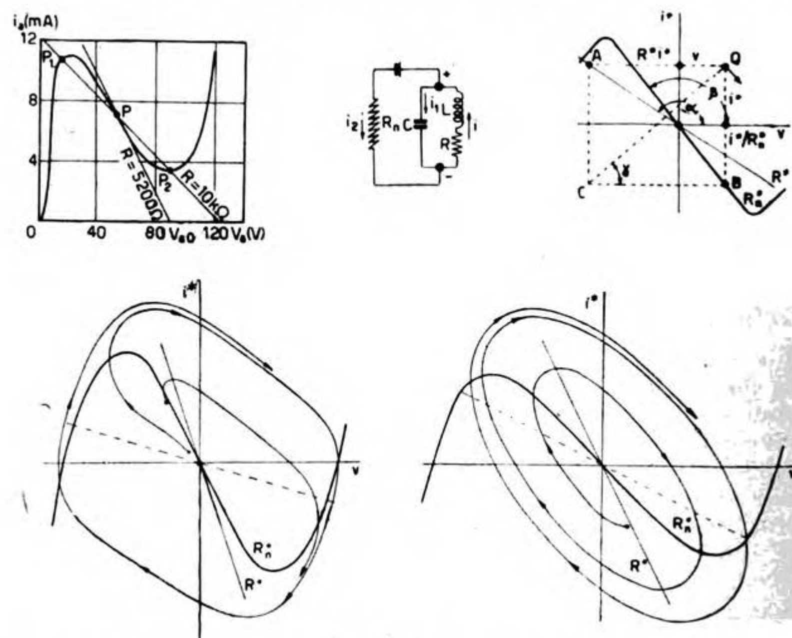


Fig. 1. — Caratteristica di un bipolo N: tubo CQ 05-15, $V_g = 0$, $V_s = 120$ V.

Fig. 2. — Circuito oscillatorio a risonanza di tensione, alimentato da un bipolo N.

Fig. 3. — Tracciamento delle curve integrali $i^* = f(v)$.

Fig. 4. — Curve integrali nel caso di instabilità di 2ª specie reale: $\Delta > 0, R^*_n > R^*$, $R^* R^*_n < 1$.

Fig. 5. — Curve integrali nel caso di instabilità di 2ª specie complessa: $\Delta < 0$, $R^*_n > R^*$, $R^* R^*_n < 1$.

Se si riporta sull'asse delle ascisse in figura 1 la tensione anodica V_{a0}, e per quel punto si traccia la retta di pendenza $-1/R$, i punti in cui tale retta incontra la caratteristica del bipolo rappresentano altrettante possibili condizioni di funzionamento e di equilibrio energetico. Così, per esempio, per $V_{a0} = 90$ V e $R = 5200\ \Omega$ il punto di funzionamento, unico, è P, situato sul tratto con pendenza negativa; invece per $V_{a0} = 125$ V ed $R = 10\,000\ \Omega$ i punti sono tre, P, P_1, P_2.

Nei lavori citati (1) si è dimostrato che le condizioni, dette di « instabilità di seconda specie », sotto le quali possono innescarsi e mantenersi

oscillazioni reali o complesse nel circuito oscillatorio, sono le seguenti:

$$R^*_n > R^* , \quad R^*_n R^* < 1 ,$$

dove:

$$R^*_n = R_n \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad R^* = R \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad \frac{1}{R_n} = - \frac{d I}{d V}, \text{ nel punto } P.$$

Affinchè la prima di queste condizioni possa essere soddisfatta è necessario che il punto di incontro fra la retta rappresentativa della R e la caratteristica del bipolo sia unico e sia situato nel tratto della caratteristica che ha pendenza negativa (come in figura 1, per $R = 5200\ \Omega$).

Inoltre per le oscillazioni reali deve essere:

$$\Delta = (R^* R^*_n + 1)^2 - 4 R^{*2}_n > 0 ,$$

e invece per quelle complesse:

$$\Delta < 0 ;$$

Δ è il discriminante dell'equazione differenziale del secondo ordine nella corrente che fluisce attraverso l'induttanza L, che regge il funzionamento del circuito.

Si è inoltre dimostrato, che se R^* ed R^*_n soddisfano le condizioni di instabilità di seconda specie, e se si mantiene inalterato il loro rapporto, al crescere del rapporto C/L si passa con continuità dalle oscillazioni reali a quelle complesse.

È interessante una costruzione grafica, che permette di tracciare l'andamento della corrente nell'induttanza, in funzione della tensione ai morsetti del bipolo.

Il sistema di equazioni differenziali (3):

$$[1] \quad i = i_1 + i_2 , \quad v = -\left(R i + L \frac{d i}{d t} \right) = - R_n i_2 , \quad i_1 = C \frac{d v}{d t} ,$$

---

(3) Il sistema si scrive sulla figura 2, badando al segno delle tensioni e ai versi delle correnti. Eliminando v fra le [1] si ottiene:

$$[2] \quad \frac{d^2 i}{d t^2} + a \frac{d i}{d t} + b i = 0 , \quad \text{con } a = \frac{R}{L} - \frac{1}{C R_n} , \quad b = \frac{1}{L C} - \frac{R}{L C R_n} .$$

L'integrale generale della [2], con alcune riserve che qui non interessano, è:

$$[3] \quad i = A e^{k_1 t} + B e^{k_2 t} ,$$

dove A, B sono due costanti da determinare con le condizioni iniziali, e:

$$[4] \quad k_1, k_2 = \frac{-a \pm \sqrt{a^2 - 4 b}}{2} = \frac{1}{2 C R_n} \left(- x \pm \sqrt{x^2 - 4 y} \right) ,$$

avendo posto $x = R^* R^*_n - 1$, $y = R^*_n (R^*_n - R^*)$.

Il discriminante è, infine:

$$[5] \quad \Delta = x^2 - 4 y = (R^* R^*_n + 1)^2 - 4 R^{*2}_n .$$

dove L, C, R, R_n sono sempre supposti diversi da zero, è equivalente all'unica equazione:

$$[6] \qquad \frac{d\,i}{d\,v} = -\frac{R\,i + v}{i + \frac{v}{R_n}}\,\frac{C}{L}\,,$$

dovunque il denominatore sia diverso da zero, cosicchè le curve integrali del sistema [1] nel piano i, v sono anche curve integrali della [6] e viceversa. Per la costruzione grafica delle dette curve integrali $i = f(v)$, ricorreremo ad un opportuno cambiamento di variabili, ponendo:

$$[7] \qquad R^* = R\sqrt{\frac{C}{L}}\,, \quad R^*_n = R_n\sqrt{\frac{C}{L}}\,, \quad i^* = i\sqrt{\frac{L}{C}}\,.$$

Allora la [6] si trasforma nell'altra:

$$[8] \qquad \frac{d\,i^*}{d\,v} = -\frac{R^* i^* + v}{i^* + \frac{v}{R^*_n}}\,.$$

Si disegnino quindi nel piano i^*, v (fig. 3) le rette (indicate in figura con R^*_n ed R^*):

$$[9] \qquad i^* = -\frac{v}{R^*_n}\,, \quad i^* = -\frac{v}{R^*}\,,$$

con:

$$\tan\alpha = -\frac{1}{R^*}\,, \quad \tan\beta = -\frac{1}{R^*_n}\,;$$

la prima retta sostituisce la caratteristica del bipolo nell'intorno di P (dove è stata trasferita l'origine degli assi), la quale in quell'intorno può sempre supporsi rettilinea. Se le condizioni iniziali del circuito di figura 2 sono rappresentate nel piano i^*, v dal punto Q, si ha subito:

$$[10] \quad \overline{A\,Q} = R^*\,i^* + v,\ \overline{B\,Q} = i^* + \frac{v}{R^*_n}\,,\ \frac{d\,i^*}{d\,v} = -\frac{AQ}{BQ} = -\cot\gamma,$$

e si conclude che la curva integrale passante per Q, ha in Q tangente normale al segmento $C\,Q$; onde un archetto di cerchio di raggio $C\,Q$, con centro in C, può considerarsi come un elemento della curva, che può così essere tracciata per archetti successivi. Dalle [1] si ricava poi il verso in cui la curva viene percorsa in funzione del tempo, in quanto per $d\,t > 0$, sarà $d\,i^* \gtreqless 0$ secondo che $v + R^* i^* = \overline{A\,Q} \gtreqless 0$. Allora per tutti i punti a destra della retta R^*, $d\,i^* < 0$ e la curva è discendente; per i punti a sinistra, $d\,i^* > 0$ e la curva è ascendente; per i punti della

retta R^* è $d\,i^* = 0$, cioè la tangente alla curva è parallela all'asse v; infine per i punti sulla retta R^*_n è $i^* + \dfrac{v}{R^*_n} = 0$, e la tangente alla curva è parallela all'asse i^*.

Questo metodo grafico, introdotto per il caso in cui la caratteristica del bipolo sia rettilinea, ha il grande pregio di essere applicabile sempre, qualunque sia la forma della caratteristica stessa.

Se sono soddisfatte le condizioni di instabilità di seconda specie, si ottengono curve come quelle riportate in figura 4 (instabilità di seconda specie reale) o come quelle di figura 5 (instabilità di seconda specie complessa). In ambedue i casi si osserva che le curve si avvolgono in spire sempre più strette, e tendono a diventare linee chiuse.

3. - Frequenza propria degli oscillatori reali.

Siano soddisfatte le condizioni per la instabilità di seconda specie reale; sia inoltre C/L quanto più piccolo possibile; e stilizziamo, per semplicità di calcolo, la caratteristica statica del bipolo sperimentale, presentato nel paragrafo 2, e riportata in figura 1, con due tratti retti-

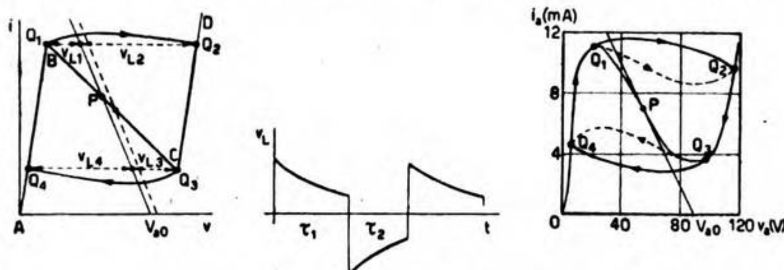


Fig. 6. — Curva integrale $i = f(v)$ in un caso di instabilità di 2ª specie reale, in cui la caratteristica del bipolo N è ridotta schematicamente a tre tratti rettilinei $A\,B$, $B\,C$, $C\,D$.

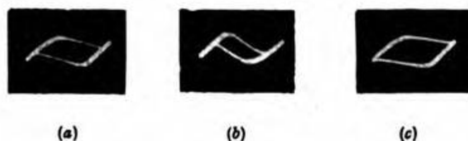
Fig. 7. — Andamento della tensione in funzione del tempo, in un oscillatore reale.

Fig. 8. — Curva integrale nel caso di una caratteristica come in figura 1.

linei $A\,B$, $C\,D$ (fig. 6), cui corrispondono resistenze differenziali positive e costanti R_1 ed R_2, raccordati da un tratto, pure rettilineo $B\,C$, cui corrisponde resistenza differenziale negativa R_n costante. Sia infine $R < R_n$ la resistenza esterna, e V_{a0} la tensione di alimentazione anodica.

In tali ipotesi, la curva integrale $i = f(v)$ finisce per assumere l'andamento riportato con tratto marcato in figura 6; mentre l'andamento della tensione ai capi della induttanza, v_L, in funzione del tempo, è riportato in figura 7. La curva integrale $Q_4\,Q_1\,Q_2\,Q_3\,Q_4$ (fig. 6) può pensarsi suddivisa in quattro tratti: i tratti $Q_4\,Q_1$ e $Q_2\,Q_3$, nel corso dei quali la capacità C praticamente non interviene, e può considerarsi

tolta dallo schema di figura 2; i tratti $Q_1 Q_2$, $Q_3 Q_4$ nei quali la presenza della capacità C non può essere ignorata. I primi due vengono percorsi in funzione del tempo con relativa lentezza; gli altri invece vengono



(a) (b) (c)

Fig. 9. — Curve integrali ottenute sperimentalmente con l'oscillografo, per diversi valori del rapporto C_1/C.

percorsi tanto più rapidamente quanto più piccola è la capacità C. E si è appunto supposta questa capacità molto piccola, allo scopo di poter trascurare la durata delle fasi rapide in confronto con quella delle fasi lente: allora il periodo τ delle oscillazioni può essere valutato come somma delle sole durate τ_1 e τ_2 delle fasi lente, durate che si lasciano facilmente calcolare.

È opportuno avvertire che, quando la capacità C è molto piccola, dovrà prendersi in considerazione, nelle fasi rapide, anche la capacità distribuita sulla induttanza L, che si può supporre rappresentata da un condensatore C_1, posto in parallelo con L.

La presenza della capacità C_1, deforma la curva integrale, che assume l'aspetto rappresentato con la linea tratteggiata in figura 8. In figura 9 sono riportati alcuni oscillogrammi ottenuti col bipolo di cui al paragrafo 2, ai cui morsetti è collegata una induttanza di 360 mH in serie con una resistenza R di 5200 Ω, per diversi valori del rapporto C_1/C; la tensione V_{a_0} è 90 V.

Per il calcolo dei due semiperiodi si può procedere semplicemente come segue. Si assuma, come istante iniziale, quello corrispondente al punto Q_4 (fig. 6). Poichè la corrente nel condensatore C può considerarsi nulla, mentre il punto di funzionamento passa da Q_4 a Q_1, si scrive:

$$V_{a_0} = L\frac{d\,i}{d\,t} + (R + R_1)\, i\,,$$

da cui si deduce:

$$i = \frac{V_{a_0}}{R + R_1} + K\,e^{-t/k}\,,$$

dove K è una costante d'integrazione, $k = L/(R + R_1)$, i è la corrente nell'induttanza. Con le condizioni che per $t = 0$, sia $v_L = v_{L4}$ e per $t = \tau_1$, $v_L = v_{L1}$, si ottiene facilmente:

$$\tau_1 = k \log \frac{v_{L4}}{v_{L1}}\,,$$

e analogamente (supponendo ancora, sempre per semplicità di calcoli, $R_1 = R_2$):

$$\tau_2 = k \log \frac{v_{L2}}{v_{L3}} ;$$

e quindi, infine, il periodo:

$$[11] \qquad \tau = \tau_1 + \tau_2 = k \log \frac{v_{L4}}{v_{L1}} \frac{v_{L2}}{v_{L3}} .$$

Da tale espressione, emerge la dipendenza di τ da V_{a0}.

Infatti col crescere di V_{a0} (il che significa traslare la retta rappresentativa di R parallelamente a se stessa, verso destra), v_{L4} e v_{L1} aumentano; v_{L2}, v_{L3} diminuiscono della stessa quantità; e viceversa quando V_{a0} diminuisce. Pertanto all'aumentare di V_{a0} il rapporto v_{L4}/v_{L1} diminuisce, v_{L2}/v_{L3} aumenta (fino all'infinito, per $v_{L3} \to 0$); viceversa al diminuire di V_{a0} il primo rapporto aumenta (fino all'infinito, per $v_{L1} \to 0$) mentre il secondo diminuisce.

Quindi aumentando V_{a0}, a partire dal minimo valore consentito, affinchè P cada sul tratto di caratteristica del bipolo, con pendenza negativa, il periodo, inizialmente grandissimo (e suddiviso in due semiperiodi di durata diversa, τ_1 grandissimo, τ_2 piccolo), passa per un minimo ($\tau_1 = \tau_2$), per poi tornare grandissimo (τ_1 piccolo, τ_2 grandissimo).

4. - Sincronizzazione degli oscillatori reali.

Si è riconosciuto sopra che il periodo degli oscillatori reali dipende ampiamente dalla tensione V_{a0} di alimentazione. A tale circostanza si deve attribuire la facilità con cui è possibile sincronizzare le oscillazioni reali con frequenze estranee relativamente assai diverse; è possibile cioè far sì che gli oscillatori reali abbandonino la frequenza propria, per seguire quella di un oscillatore esterno.

Si comincia col darne la spiegazione nel caso più semplice [4] in cui la caratteristica del bipolo è stilizzata come in figura 6; è $R_1 = R_2$ ed inoltre P capita nel punto di mezzo del tratto $B\,C$: allora $\tau_1 = \tau_2$. Si indicano per semplicità le quattro tensioni estreme ai capi dell'induttanza con v_4, v_1, v_2, v_3.

Si immagini di inserire nello schema di figura 2, per esempio fra il circuito oscillatorio e il bipolo, un generatore (di resistenza e reattanza nulle) che sovrapponga alla tensione continua V_{a0} una tensione alternativa $v = V$ sen $(\omega t + \psi)$, la cui pulsazione non sia troppo diversa dalla pulsazione propria ω_0 delle oscillazioni reali, e sia $\omega > \omega_0$. Se la tensione v viene applicata in opposizione di fase rispetto alla v_L, allora, il primo semiperiodo delle oscillazioni reali deve diminuire (si ricordi che al crescere di V_{a0} tale semiperiodo diminuisce), e potrà diminuire

---

[4] Loc. cit. nota [2].

di tanto da eguagliare il semiperiodo di v; altrettanto accade nel successivo semiperiodo, perchè si inverte il segno di v, e si può ottenere così la sincronizzazione.

Per contro se $\omega < \omega_0$ e v viene applicata in fase, il semiperiodo delle oscillazioni reali aumenta e può aumentare di tanto da eguagliare il semiperiodo di v. Con una fase intermedia si può sperare dunque di ottenere la sincronizzazione per pulsazioni ω comprese entro limiti determinabili in base alle considerazioni precedenti, e che si allargheranno, ovviamente, al crescere di V.

Se si considera l'oscillatore nelle fasi lente, per esempio, da Q_4 a Q_1, quando si può trascurare C, e si suppone sovrapposta a V_{a0} la tensione v, si può subito scrivere:

$$L \frac{d\,i}{d\,t} + (R + R_1)\, i = V_{a0} + V \operatorname{sen}(\omega t + \psi);$$

integrando con la condizione che, per $t = 0$, sia $v_L = v_4 + V \operatorname{sen} \psi$, si ottiene (5):

$$[12] \quad v_L = L \frac{d\,i}{d\,t} = V \operatorname{sen} \varphi \cos(\omega t + \psi - \varphi) + (v_4 + A\, V)\, e^{-t/k},$$

dove:

$$\tan \varphi = \omega\, k, \quad k = \frac{L}{R + R_1}, \quad A = \cos \varphi \operatorname{sen}(\psi - \varphi).$$

Quando la sincronizzazione è raggiunta, il semiperiodo τ_1 delle oscillazioni reali deve eguagliare il semiperiodo π/ω della tensione sin-

(5) Basta ricordare che l'integrale generale di una equazione differenziale $y' + P\,y + Q = 0$ è $y = e^{-\int P dx}\left(C - \int Q\, e^{\int P dx}\, d\,x\right)$.

Nel nostro caso, posto $k = \dfrac{L}{R + R_1}$, $b = -\dfrac{V_{a0}}{L}$, $c = -\dfrac{V}{L}$, si ha:

$$i = e^{-t/k}\left(C + bke^{t/k} + c\, I\right), \text{ dove } I = \int e^{t/k} \operatorname{sen}(\omega\, t + \psi)\, d\,t.$$

Integrando per parti, si ottiene:

$$I = \frac{k\, e^{t/k}}{1 + k^2 \omega^2}\left[\operatorname{sen}(\omega\, t + \psi) - k\, \omega \cos(\omega\, t + \psi)\right] =$$

$$= \frac{k\, e^{t/k}}{\sqrt{1 + k^2 \omega^2}} \operatorname{sen}(\omega t + \psi - \varphi);$$

e ricordando che $\tan \varphi = k\, \omega$:

$$I = k\, e^{t/k} \cos \varphi \operatorname{sen}(\omega\, t + \psi - \varphi) = e^{t/k} \frac{\operatorname{sen} \varphi}{\omega} \operatorname{sen}(\omega t + \psi - \varphi).$$

Finalmente:

$$v_L = L \frac{d\,i}{d\,t} = K\, e^{-t/k} + V \operatorname{sen} \varphi \cos(\omega\, t + \psi - \varphi).$$

Poichè per $t = 0$ è $v_L = v_4 + V \operatorname{sen} \psi$, si determina la costante di integrazione K:

$$K = v_4 + V\left[\operatorname{sen} \psi - \operatorname{sen} \varphi \cos(\psi - \varphi)\right] = v_4 + V \cos \varphi \operatorname{sen}(\psi - \varphi).$$

cronizzante; inoltre deve essere $v_L = v_1 + V \operatorname{sen}(\pi + \psi) = v_1 - V \operatorname{sen}\psi$. Da ciò si deduce:

$$\frac{\pi}{\omega} = k \log \frac{v_4 + AV}{v_1 - AV} .$$

Supponendo, come generalmente interessa in pratica, $V \ll v_1$, e ricordando che $\tau_1 = \frac{\pi}{\omega_0} = k \log \frac{v_4}{v_1}$, la precedente formula diventa:

$$\frac{\pi}{\omega} - \frac{\pi}{\omega_0} = k A \gamma V , \text{ con: } \gamma = \frac{1}{v_1} + \frac{1}{v_4} ;$$

da questa con facili passaggi, si arriva infine alla seguente relazione assai semplice (6):

[13] $$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{V}{\pi} \gamma \operatorname{sen}\varphi \operatorname{sen}(\varphi - \psi) ,$$

che fornisce lo scarto relativo fra la frequenza della tensione sincronizzante e la frequenza propria dell'oscillatore reale, in funzione dell'ampiezza della stessa tensione e della sua fase. La pulsazione ω compare invero anche in φ, ma, almeno in prima approssimazione, nel calcolo di $\tan\varphi$ e di φ si potrà sostituire ω_0 ad ω. Si vede allora che lo scarto fra le due frequenze varia sinusoidalmente al variare di ψ; assume il massimo valore positivo per $\varphi - \psi = \pi/2$, ed il massimo valore negativo per $\varphi - \psi = 3\pi/2$, ed è nullo per $\varphi = \psi$.

Se si indicano con ω_1 ed ω_2 le pulsazioni sincronizzanti corrispondenti ai due massimi e si pone $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$, si ottiene l'intervallo di sincronizzazione:

[14] $$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 2 \frac{V}{\pi} \gamma \operatorname{sen}\varphi ;$$

---

(6) Infatti, poichè per $t = \pi/\omega$, $v_L = v_1 + V \operatorname{sen}(\pi + \psi)$, si ha:

$$v_1 - V (\operatorname{sen}\psi - \operatorname{sen}\varphi \cos(\psi - \varphi) = v_1 - AV = (v_4 + AV)\, e^{-\pi/(k\omega)},$$

onde: $$\frac{\pi}{\omega} = k \log \frac{v_4 + AV}{v_1 - AV} = k \left[\log \frac{v_4}{v_1} + \log\left(1 + A \frac{V}{v_4}\right) - \log\left(1 - A \frac{V}{v_4}\right) \right] .$$

Se $AV/v_1 \ll 1$, si può anche scrivere $\left(\text{ricordando che } \tau_1 = k \log \frac{v_4}{v_1}\right)$:

$$\frac{\pi}{\omega} = \tau_1 + k A V \gamma, \text{ dove } \gamma = \frac{1}{v_4} + \frac{1}{v_1} .$$

Infine $\tau_1 = \tau_2 = \pi/\omega_0$. Quindi:

$$\frac{\pi}{\omega} - \frac{\pi}{\omega_0} = k A V \gamma = \frac{k\omega}{\omega} \gamma V \cos\varphi \operatorname{sen}(\psi - \varphi) = \frac{\pi}{\omega} \frac{\gamma V}{\pi} \operatorname{sen}\varphi \operatorname{sen}(\psi - \varphi) ,$$

da cui:

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\gamma V}{\pi} \operatorname{sen}\varphi \operatorname{sen}(\varphi - \psi) .$$

che, quando è $\omega L \gg R + R_1$, si riduce semplicemente a:

$$\frac{\Delta\,\omega}{\omega_0} = 2\,\frac{V}{\pi}\,\gamma\,.$$

Questa relazione permette di concludere che *l'intervallo di frequenze, in cui la sincronizzazione è possibile, cresce, com'è ovvio, con V, e cresce anche con γ, cioè con l'approssimarsi di R ad R_n.*

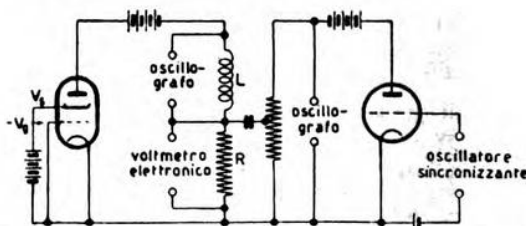


Fig. 10. — Schema di un oscillatore reale, con disposizione per la sincronizzazione e per l'osservazione oscillografica.

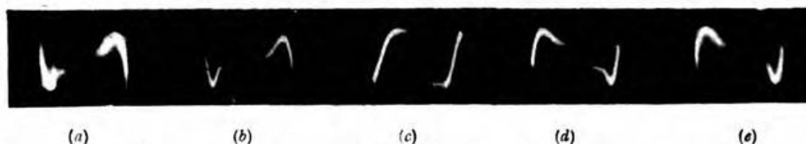
È possibile confermare sperimentalmente quanto è stato esposto sopra. In figura 10 è riportato lo schema dell'oscillatore reale, di cui si è già parlato nel paragrafo 3, che è formato con un tetrodo C Q 05-15, alimentato come segue: $V_g = 0$, $V_s = 120$ V, $V_{a0} = 90$ V; con la induttanza L di 360 mH, con la resistenza R di 5200 Ω. Ai capi di R si può imprimere, tramite il triodo, la tensione sincronizzante, della quale si può misurare l'ampiezza con un voltmetro elettronico (alcuni centesimi di volt), e variare la frequenza. Si può poi valutare facilmente l'intervallo di sincronizzazione, con un oscillografo catodico, applicando alle placche deviatrici verticali la tensione v_L, che si localizza ai capi della induttanza; e alle placche deviatrici orizzontali la tensione sincronizzante. Così facendo si ottengono oscillogrammi di v_L in funzione di v, i quali risultano mossi e confusi fuori dell'intervallo di sincronizzazione ed invece fissi e netti dentro il medesimo intervallo. Gli oscillogrammi riportati in figura 11 sono ottenuti facendo decrescere progressivamente la frequenza della tensione sincronizzante: si vede che quelli estremi, ai confini dell'intervallo di sincronizzazione, sono mossi.

Dalla forma degli oscillogrammi si può anche ricavare la fase ψ. Infatti, si supponga che lo scarto $(\omega - \omega_0)/\omega_0$ sia nullo; dalla [13], che, ove si supponga $\omega L \gg R + R_1$ cioè $\varphi = \pi/2$, si riduce a:

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{V}{\pi}\,\gamma\cos\psi\,,$$

risulta allora $\psi = \pi/2$. Con riferimento alla figura 12 *c*, dove sono riportati gli andamenti di v_L e di v in funzione di t (con linee grosse le fasi

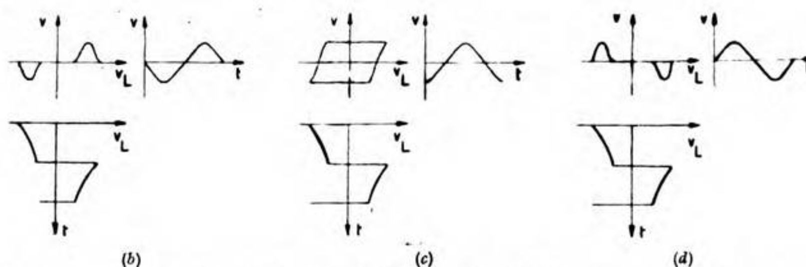
lente di v_L), si ricava subito la forma dell'oscillogramma $v_L = f(v)$, e si vede che coincide con quella ottenuta sperimentalmente in tali condizioni (fig. 11 *c*). Se invece lo scarto è massimo positivo, deve essere



(*a*) (*b*) (*c*) (*d*) (*e*)

Fig. 11. — Oscillogrammi di sincronizzazione di un oscillatore reale, ottenuti con lo schema della figura 10.

$\psi = 0$; la figura 12 *b* riporta la nuova forma dell'oscillogramma; se infine lo scarto è massimo negativo, è $\psi = \pi$ e la forma dell'oscillogramma è quella di figura 12 *d*. Queste due forme coincidono con quelle sperimentali di figura 11 *b*, *d*.



(*b*) (*c*) (*d*)

Fig. 12. — Determinazione delle varie forme degli oscillogrammi per diverse differenze di fase fra la tensione sincronizzante e quella da sincronizzare.

Si ricordi che, quando $\psi = 0$, la tensione V sen ωt nel primo semiperiodo si aggiunge alla tensione V_{a_0}, e quindi rispetto alla v_L risulta in opposizione di fase. Siccome al crescere di V_{a_0} il primo semiperiodo diminuisce, appare naturale la sincronizzazione delle oscillazioni reali con una pulsazione $\omega > \omega_0$.

5. - Demoltiplicazione di frequenza con un oscillatore reale.

La demoltiplicazione di frequenza consiste nella sincronizzazione dell'oscillatore reale con una pulsazione ω, non molto diversa da quella propria ω_0 dell'oscillatore stesso, che sia sottomultipla della pulsazione ω_s di una tensione oscillante estranea, agente sul bipolo. Se si indica con p, intero, l'ordine di demoltiplicazione, è dunque:

$$\omega = \frac{\omega_s}{p}.$$

Per $p = 1$ si ricade nella sincronizzazione semplice, già studiata. Diversamente da quanto si è fatto in quel caso, si ammette che i due semiperiodi τ_1, τ_2 (ove con τ_1, τ_2 se ne indica il valore a sincronizzazione raggiunta) possano anche essere diversi; ma si suppone ancora, per semplicità di calcolo, $R_1 = R_2$. Si indica con ψ la fase della tensione sincronizzante, e si pone:

$$\tau_1 = (2\,m + 1)\frac{T}{2} + \xi_t, \quad \tau_2 = (2\,n + 1)\frac{T}{2} - \xi_t, \quad p = m + n + 1,$$

$$m, n = 0, 1, 2, \ldots, \quad 0 \leq \xi_t \leq \frac{T}{2}, \quad T = \frac{2\pi}{\omega_s}.$$

Se è $\xi_t = 0$, τ_1, τ_2 comprendono numeri dispari di semiperiodi $T/2$ della tensione da demoltiplicare; se è $\xi_t = T/2$, ne comprendono numeri pari: $\tau_1 = (2\,m + 2)\,T/2$; $\tau_2 = 2\,n\,T/2$. In ogni caso il periodo $\tau = \tau_1 + \tau_2$ dell'oscillatore reale deve contenerne un numero pari.

Se si pone $t = 0$ all'inizio dell'intervallo τ_1, nell'intervallo stesso la [12] è senz'altro applicabile; essa per $t = \tau_1$ fornisce (7):

$$[15] \quad (2m+1)\frac{T}{2} + \xi_t = \tau_{01} + kV\cos\varphi\left\{\frac{\text{sen}\,(\psi - \varphi)}{v_{L4}} + \frac{\text{sen}\,(\xi + \psi - \varphi)}{v_{L1}}\right\},$$

dove ξ è il valore angolare di ξ_t, $\tan\varphi = k\,\omega_s$, $k = L/(R + R_1)$ e si è supposto $V/v_{L1} \ll 1$; $\tau_{01} = k \log (v_{L4}/V_{L1})$ è il semiperiodo proprio dell'oscillatore reale.

La [12] è ancora applicabile al secondo semiperiodo τ_2, se si cominciano a contare i tempi dal suo inizio, avvertendo che allora la fase della tensione da demoltiplicare non è più ψ ma $\xi + \psi$, e che per $t = \tau_2 = (2\,n + 1)\dfrac{T}{2} - \xi_t$, la fase deve riprendere il valore ψ: è appunto quest'ultima circostanza, che la fase alla fine del periodo τ eguaglia quella all'inizio, che assicura dell'avvento della sincronizzazione.

Procedendo esattamente come per il primo semiperiodo, si ottiene:

$$[16] \quad (2n+1)\frac{T}{2} - \xi_t = \tau_{02} + kV\cos\varphi\left[\frac{\text{sen}\,(\psi - \varphi)}{v_{L3}} + \frac{\text{sen}\,(\xi + \psi - \varphi)}{v_{L2}}\right].$$

---

(7) La [12], se si pone, per t, $\tau_1 = (2\,m + 1)\dfrac{T}{2} + \xi_t$ diventa:

$$v_L = v_{L1} + V\,\text{sen}\left[(2\,m + 1)\,\pi + \xi + \psi\right] =$$

$$= V\,\text{sen}\,\varphi\cos\left[(2\,m + 1)\,\pi + \xi + \psi - \varphi\right] + (v_{L4} + A\,V)\,e^{-\frac{(2\,m + 1)\frac{T}{2} + \xi_t}{k}},$$

da cui si ricava:

$$(2\,m + 1)\frac{T}{2} + \xi_t = k\log\frac{v_{L4} + V\cos\varphi\,\text{sen}\,(\psi - \varphi)}{v_{L1} - V\cos\varphi\,\text{sen}\,(\xi + \psi - \varphi)}.$$

Se si suppone $V/v_{L1} \ll 1$, e si opera come nella nota (6), si ottiene la [15].

Sommando membro a membro la [15] e la [16], e tenendo presente che con $v_{l1}, \ldots, v_{l4}$ si sono indicati i valori assoluti, si ottiene:

$$p\,T = \tau_0 + k\,V \cos\varphi\,[\,\gamma_1 \operatorname{sen}(\psi - \varphi) + \gamma_2 \operatorname{sen}(\xi + \psi - \varphi)\,]\,,$$

dove:

$$\gamma_1 = \frac{1}{v_{l4}} + \frac{1}{v_{l3}}\,, \quad \gamma_2 = \frac{1}{v_{l2}} + \frac{1}{v_{l1}}\,,$$

ed è τ_0 il periodo proprio delle oscillazioni reali.

La formula precedente si può finalmente anche scrivere:

$$[17] \qquad \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = \frac{V}{2\pi p} \operatorname{sen}\varphi\left[\gamma_1 \operatorname{sen}(\psi - \varphi) + \gamma_2 \operatorname{sen}(\xi + \psi - \varphi)\right];$$

$$\omega = \frac{\omega_s}{p}\,.$$

La [17] corrisponde alla [13] ottenuta per la sincronizzazione semplice; come quella, fornisce lo scarto relativo fra la frequenza della tensione da demoltiplicare — divisa per l'ordine di demoltiplicazione — e la frequenza propria dell'oscillatore reale, in funzione dell'ampiezza della tensione stessa, e della sua fase. La pulsazione $\omega = \omega_s/p$ compare invero anche in φ, ma almeno in prima approssimazione si può porre ω_0 al posto di ω.

La [17] si riduce addirittura alla [13] se si pone $p = 1$, $\xi = 0$, $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$, cioè si suppone, come allora, che i due semiperiodi dell'oscillatore reale siano di eguale durata.

Per proseguire lo studio della demoltiplicazione, conviene distinguere due casi:

a) *Caso dispari*:

$$\xi_t = 0, \text{ cioè } \xi = 0, \quad \tau_1 = (2m + 1)\frac{T}{2}\,, \quad \tau_2 = (2n + 1)\frac{T}{2}\,;$$

i due semiperiodi dell'oscillatore reale comprendono numeri dispari di semiperiodi $T/2$.

La [17] diventa:

$$[18] \qquad \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{V}{2\pi p}(\gamma_1 + \gamma_2) \operatorname{sen}\varphi \operatorname{sen}(\varphi - \psi)\,.$$

b) *Caso pari*:

$$\xi_t = \frac{T}{2}\,, \text{ cioè } \xi = \pi; \quad \tau_1 = (2m + 2)\frac{T}{2}\,; \quad \tau_2 = 2n\frac{T}{2}\,;$$

i due semiperiodi dell'oscillatore reale comprendono numeri pari di semiperiodi $T/2$.

La [17] diventa:

[19] $$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{V}{2\pi p} (\gamma_1 - \gamma_2) \operatorname{sen} \varphi \operatorname{sen} (\varphi - \psi) .$$

Non può darsi che τ_1 comprenda un numero pari, e τ_2 un numero dispari di periodi $T/2$ (o viceversa), perchè sempre τ deve contenerne un numero pari.

Dalla [18] e dalla [19] si ricava l'intervallo di sincronizzazione, ponendo una prima volta $\varphi - \psi = \pi/2$ e una seconda volta $\varphi - \psi = 3\pi/2$:

[20] $$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{V}{\pi p} \mid \gamma_1 \pm \gamma_2 \mid \operatorname{sen} \varphi .$$

Da questa formula appare intanto, com'è ben naturale, che *l'intervallo di sincronizzazione si restringe quando cresce l'ordine di demoltiplicazione.*

Giova subito osservare che, se i due semiperiodi τ_1 e τ_2 sono eguali, è $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$, quindi si ottiene:

caso dispari: $$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 2\frac{V}{\pi p} \gamma \operatorname{sen} \varphi$$; caso pari: $$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 0 .$$

Per $p = 1$, si ritorna alla sincronizzazione semplice, nel caso dispari. Nel caso pari si arriva alla importante conclusione: *se i due semiperiodi dell'oscillatore reale sono di eguale durata, è impossibile la demoltiplicazione di qualunque ordine pari.*

Infatti se ognuno dei semiperiodi $\tau_1 = \tau_2$ che sono eguali contiene un numero pari di semiperiodi $T/2$, contiene anche un numero di periodi T eguale a quello contenuto nell'altro, onde nel periodo τ è contenuto un numero pari di periodi T, e dunque l'ordine p di demoltiplicazione è pari. Questa impossibilità, trovata per via teorica, è confermata sperimentalmente.

Per la ricerca delle condizioni migliori per ottenere un dato ordine di demoltiplicazione, conviene modificare ulteriormente la [20]. Osservando la figura 6 si vede che con molta approssimazione è:

$$v_{L1} + v_{L2} = v_{L3} + v_{L4} = M \text{ , costante.}$$

Ne risulta:

$$\gamma_1 \pm \gamma_2 = M \left(\frac{1}{v_{L3}\, v_{L4}} \pm \frac{1}{v_{L2}\, v_{L1}} \right) .$$

Si pensi ora di variare V_{a0} lasciando inalterata la R, in modo che i due semiperiodi, se già non lo fossero, diventino eguali ($\tau_1 = \tau_2$), e si indichino allora con v_1, v_2, v_3, v_4 le tensioni ai capi di L, che in generale sono state precedentemente indicate con $v_{L1}, \ldots, v_{L4}$; poichè con la

variazione di V_{a0} non varia la pendenza della retta rappresentativa di R, si può scrivere:

$$v_{L1} = v_1 + a, \quad v_{L2} = v_2 - a, \quad v_{L3} = v_3 - a, \quad v_{L4} = v_4 + a,$$

dove a varia con V_{a0}, mentre $v_1, \ldots, v_4$ sono quantità fisse.

Ma si è supposto, fino dal principio, $R_1 = R_2$; allora è $v_1 = v_3$, $v_2 = v_4$, e:

$$v_{L1} = v_1 + a, \quad v_{L2} = v_2 - a, \quad v_{L3} = v_1 - a, \quad v_{L4} = v_2 + a.$$

Sostituendo questi valori nella precedente espressione di $\gamma_1 \pm \gamma_2$ si ottiene:

$$\gamma_1 \pm \gamma_2 = M \left[\frac{1}{v_1 v_2 - a(v_2 - v_1) - a^2} \pm \frac{1}{v_1 v_2 + a(v_2 - v_1) - a} \right]$$

cioè:

$$\gamma_1 + \gamma_2 = 2M \frac{v_1 v_2 - a^2}{(v_1 v_2 - a^2)^2 - a^2 (v_2 - v_1)^2}$$

$$|\gamma_1 - \gamma_2| = 2M \frac{|a| (v_2 - v_1)}{(v_1 v_2 - a^2)^2 - a^2 (v_2 - v_1)^2},$$

dove nè i numeratori, nè i denominatori possono mai diventare negativi, perchè $|a|$ non può mai superare v_1, ed è sempre $v_2 > v_1$.

Si riconosce subito che tanto $\gamma_1 + \gamma_2$ quanto $|\gamma_2 - \gamma_1|$ crescono con $|a|$, cioè col crescere della differenza fra τ_1 e τ_2.

Se ne trae un'altra importante conclusione: *fissato l'ordine di demoltiplicazione, conviene attuare l'oscillatore reale in modo da ottenere la massima differenza fra i suoi semiperiodi* τ_1, τ_2; *pertanto nel caso dispari* τ_1 (*o* τ_2) *dovrà contenere un solo semiperiodo* $T/2$; *nel caso pari ne dovrà contenere due.*

Infine si può dimostrare [8] che, per quanto $|\gamma_1 - \gamma_2|$ cresca più rapidamente di $\gamma_1 + \gamma_2$, al crescere di $|a|$, tuttavia rimane sempre inferiore. Allora si arriva a questa terza e definitiva conclusione: *il più alto intervallo di sincronizzazione, per qualunque ordine di demoltiplicazione,*

---

[8] Infatti è:

$$f(a) = \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{|\gamma_1 - \gamma_2|} = \frac{v_1 v_2 - a^2}{(v_2 - v_1)|a|} = \frac{1}{v_2 - v_1} \left(\frac{v_1 v_2}{a} - |a| \right);$$

e $\dfrac{d\,f(a)}{d\,|a|} = -\dfrac{v_1 v_2}{a^2} - 1$ è sempre minore di zero, per qualunque valore di $|a|$, dunque la $f(a)$ è decrescente, cioè $\gamma_1 + \gamma_2$ cresce meno rapidamente di $|\gamma_1 - \gamma_2|$. Tuttavia, per qualunque valore di $|a|$ è sempre $|\gamma_1 - \gamma_2| < \gamma_1 + \gamma_2$. Infatti soltanto per $|a| = -(v_2 - v_1) + \sqrt{v_2^2 + v_1^2} > v_1$ (perchè $v_2 > v_1$), potrebbe aversi $\gamma_1 + \gamma_2 = |\gamma_1 - \gamma_2|$.

si ottiene attuando l'oscillatore reale in modo che in uno dei suoi semiperiodi sia contenuto un solo semiperiodo della tensione da demoltiplicare.

Tralasciando ormai il caso pari, come il meno favorevole, si torni a considerare l'oscillatore reale disposto con semiperiodi τ_1, τ_2 di eguale durata, e si immagini di variare R e contemporaneamente V_{a0}, in modo che v_1 diminuisca di una quantità positiva b, e v_4 aumenti della stessa quantità. Con ciò la retta rappresentativa della R ruota, avvicinandosi alla caratteristica del bipolo, intorno a P; in conseguenza crescono γ_1 e γ_2, che peraltro in questo caso sono eguali, γ. Infatti, il nuovo valore comune è:

$$\bar{\gamma} = \frac{M}{(v_3 - b)(v_4 - b)} > \gamma \,.$$

Si può quindi estendere al caso della demoltiplicazione la seguente conclusione ulteriore, già enunciata per la sincronizzazione semplice (paragrafo 4): *a pari altre condizioni, l'intervallo di sincronizzazione aumenta, avvicinando R ad R_n, quando cioè la tensione v_L compie, nel semiperiodo dell'oscillatore reale, una escursione più ampia.*

6. - Frequenza propria degli oscillatori complessi.

Siano soddisfatte, sempre per il circuito di figura 2, le condizioni di instabilità di seconda specie complessa, che qui si riportano:

$$R^*_n > R^* \,, \quad R^*_n R^* < 1 \,, \quad \Delta < 0 \,.$$

In questo caso l'equazione differenziale [2] di secondo ordine nella i, di cui alla nota (3), ha integrale generale del tipo:

$$i = I\, e^{-at/2} \operatorname{sen}(\omega t + \varphi) \,,$$

dove I e φ sono opportune costanti d'integrazione, $a > 0$ ed:

$$\omega = \sqrt{b - \frac{a^2}{4}} = \frac{1}{2\,C\,R_n}\sqrt{-\Delta} \,.$$

Poichè a è maggiore di zero le oscillazioni aumentano progressivamente di ampiezza, fino ad interessare i tratti di caratteristica del bipolo, aventi pendenza positiva; l'intervento di questi impedisce ulteriori aumenti dell'ampiezza, che finisce per rimanere stazionaria (fig. 5).

La pulsazione ω delle oscillazioni così ottenute si riduce a quella propria del circuito oscillatorio:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L\,C}}$$

soltanto quando alle condizioni di instabilità sopra riportate si aggiunga

la seguente (⁹):

$$R^* + \frac{1}{R^*_n} \ll 2 .$$

Il bipolo fin qui considerato è statico: la caratteristica in forma di N, per il modo col quale è stata ricavata, è infatti una caratteristica statica.

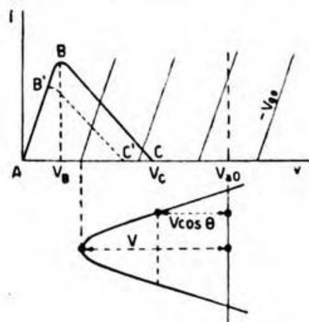


Fig. 13. — Caratteristica di un bipolo dinamico.

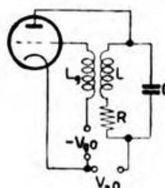


Fig. 14. — Schema di un oscillatore complesso in reazione.

Tanto gli oscillatori reali, quanto gli oscillatori complessi si attuano anche molto spesso — anzi i secondi quasi esclusivamente — con bipoli dinamici, che presentano caratteristica $i = f(v)$ in forma di N, cioè con un tratto a pendenza negativa, soltanto quando la i e la v variano rapidamente col tempo.

Il bipolo dinamico N tipico è il triodo in reazione. La reazione consiste, com'è ben noto, in un vincolo fra le variazioni v_g della tensione di griglia, rispetto ad un dato valore base — V_{g0}, e le variazioni v_a della tensione di placca, rispetto ad un valore base V_{a0}, in guisa che v_g risulti proporzionale a v_a e di segno contrario:

$$v_g = -k\, v_a .$$

Supponendo che per il triodo valga l'equazione lineare del Vallauri, la corrente anodica subisce la variazione:

$$i_a = \frac{1}{R_a}\,(v_g + \mu\, v_a) = \frac{1}{R_a}\,(1 - \mu\, k)\, v_a ,$$

(⁹) Infatti scrivendo per disteso, si ottiene:

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} - \frac{R}{L\,C\,R_n} - \frac{1}{4}\left(\frac{R}{L} - \frac{1}{C\,R_n}\right)^2 =$$

$$= \frac{1}{LC}\left[1 - \frac{1}{4}\,LC\left(\frac{R}{L} + \frac{1}{C\,R_n}\right)^2\right] = \frac{1}{LC}\left[1 - \frac{1}{4}\left(R^* + \frac{1}{R^*_n}\right)^2\right].$$

dove R_a è la resistenza interna anodica del triodo, μ è il coefficiente di amplificazione interna.

La resistenza differenziale che il triodo presenta in simili condizioni è dunque:

$$\frac{v_a}{i_a} = \frac{R_a}{1 - \mu k} ,$$

ed è negativa se $\mu k > 1$. Qui si è supposto k reale; se fosse complesso, bisognerebbe tener conto dei relativi spostamenti di fase.

Se dunque k è convenientemente elevato, accade che, al crescere della tensione anodica, la corrente anodica diminuisce e viceversa: la caratteristica dinamica del tubo assume allora l'andamento riportato in figura 13 (linea in tratto marcato), e risulta costituita dall'asse delle v, per $v \leq 0$; dal tratto $A\,B$, con pendenza positiva; dal tratto $B\,C$, con pendenza negativa; e da C in poi nuovamente dall'asse v.

La caratteristica di figura 13 è individuata dai valori V_{a0}, V_{g0}. Se, pari restando V_{a0}, μ, k, si aumentasse V_{g0}, il tratto $B\,C$, senza cambiare pendenza si sposterebbe parallelamente verso l'asse delle correnti (linea tratteggiata $B'\,C'$).

In figura 14 è riportato lo schema di un oscillatore complesso con triodo in reazione (di Meissner), in cui il vincolo fra placca e griglia è ottenuto grazie all'accoppiamento induttivo fra l'induttanza L del circuito oscillatorio anodico e l'induttanza L_g di griglia.

Nel circuito di griglia si inserisce o una batteria di polarizzazione che applichi alla griglia il potenziale base $-V_{g0}$, ovvero un gruppo $R_g\,C_g$ di polarizzazione automatica.

La caratteristica di figura 13 corrisponde ad un valore V_{a0} della tensione anodica (maggiore di V_{C0}) per il quale la corrente anodica è nulla. In tali condizioni non è certo possibile che nel sistema si inneschino oscillazioni di alcun genere. Ma se in qualche modo viene, a un certo istante, sovrapposta alla tensione V_{a0} una tensione $v = V \operatorname{sen} \omega t$, ove ω è la frequenza del circuito oscillatorio, tale che:

$$V_{a0} - V_B > V_M > V_{a0} - V_C ,$$

può darsi che le oscillazioni si mantengano, per l'intervento del bipolo (il triodo in reazione) nel tratto discendente della sua caratteristica dinamica.

Si può subito osservare che, nel corso delle oscillazioni, fluisce corrente nel bipolo soltanto per una frazione del periodo: una corrente che aumenta quando la tensione diminuisce e viceversa, e quindi che dà luogo nel bipolo ad una potenza negativa. Per questo il bipolo è in grado di fornire energia al circuito esterno; se mediamente l'energia fornita in un periodo T è pari a quella dissipata, le oscillazioni, una volta innescate, si mantengono con ampiezza costante.

Ora, la potenza negativa media è, manifestamente:

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} i\, v\, d\, t$$

dove t_1, t_2 sono gli istanti ai quali ha inizio e termine il passaggio della corrente i. Nella supposizione che il tratto di caratteristica $B\,C$ abbia pendenza negativa costante $\left(- \frac{1}{R_n} = \frac{d\,i}{d\,v} = \text{cost.} \right)$, e che i e v siano in esatta opposizione di fase si ottiene:

$$P = - \frac{V_M^2}{2\,\pi\,R_n} (\theta - \text{sen}\,\theta \cos\theta) ,$$

dove $\theta = \frac{1}{2}\,\omega\,(t_2 - t_1)$ è il semiangolo di circolazione della corrente i ([10]).

Per contro la potenza dissipata nel circuito oscillatorio, $L\,C\,R$, è:

$$P_d = \frac{V^2}{2\,R_e} , \quad \text{ove } R_e = \frac{L}{C\,R} .$$

A regime la somma algebrica delle due potenze deve essere nulla: deve dunque valere la condizione:

[21] $$R_e = R_n \frac{\pi}{\theta - \text{sen}\,\theta \cos\theta} .$$

Questo risultato, ottenuto per $\theta < \frac{\pi}{2}$ (caso dell'oscillatore di classe C, in cui generalmente ci si mette per ragioni di rendimento), vale anche per qualunque valore di θ: per $\theta = \pi/2$ si ha l'oscillatore di classe B; per $\theta > \frac{\pi}{2}$ l'oscillatore di classe A. Non potrebbe mai essere $\theta > \pi$.

([10]) N. CARRARA: A. F., 1942, XI, p. 195. In questo lavoro viene esposta una completa teoria della stabilità di ampiezza delle oscillazioni, per ottenere la quale, nel caso in cui $\theta < \pi/2$ (oscillatore di classe C), è necessario dimensionare opportunamente il gruppo di polarizzazione automatica di griglia $R_g\,C_g$.

Con riferimento alla figura 13 è:

$$i_2 = - \frac{v - (V_{a_0} - V_C)}{R_n} , \quad P = - \frac{1}{T\,R_n} \int_{t_1}^{t_2} \left[v^2 - v\,(V_{a_0} - V_C) \right] d\,t ,$$

ove $v = V \,\text{sen}\, \omega t$.

Ricordando che $V_{a_0} - V_C = V \cos\theta$, discende facilmente dal calcolo dell'integrale la formula del testo.

La pulsazione delle oscillazioni che così si ottengono, quando si supponga R estremamente piccola, coincide praticamente con quella propria $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ del circuito oscillatorio anodico.

Se si tiene conto anche della R, il vincolo fra tensione anodica e tensione di griglia non è più reale; ma precisamente:

$$\overline{k} = -\frac{j\,\omega\,M}{j\,\omega\,L + R}\,.$$

Allora la prima armonica della corrente anodica i non è in fase con la tensione ai capi del circuito oscillatorio; e quindi la pulsazione delle oscillazioni non è più ω_0, ma:

$$\omega = \omega_0 \left(1 + \frac{1}{2} R^2 \frac{C}{L} \frac{1}{\mu\, M/L - 1} \right),$$

sempre maggiore di ω_0.

Questo per lo schema di figura 14. Molti altri schemi di oscillatori in reazione potrebbero essere attuati, per i quali le differenze di fase fra correnti e tensioni, e quindi gli scarti di frequenza risulterebbero diversi.

Ma si ammette sempre che R sia così piccola, in confronto con ωL, che la frequenza delle oscillazioni si possa porre eguale ad ω_0.

7. - Sincronizzazione degli oscillatori complessi.

Così come gli oscillatori reali, anche gli oscillatori complessi, si lasciano sincronizzare con oscillatori esterni; è possibile cioè, anche per essi, far sì che abbandonino la frequenza propria ω_0, per seguire la frequenza ω_s di un oscillatore estraneo, purchè poco diversa. Ma la frequenza propria degli oscillatori complessi, diversamente da quanto accade per gli oscillatori reali, dipende pochissimo dalle tensioni di alimentazione; anzi, se si suppone $R \ll \omega L$, non ne dipende affatto: la possibilità della loro sincronizzazione deve dunque essere attribuita ad altre circostanze, e il calcolo dell'intervallo di sincronizzazione — sempre molto piccolo — deve procedere diversamente.

Si immagini dunque un generatore estraneo di tensione V_s sen $\omega_s t$, inserito nell'oscillatore complesso, per esempio, fra il circuito oscillatorio e il bipolo; e si supponga che la sincronizzazione sia raggiunta. Allora la pulsazione della tensione oscillante ai capi del circuito oscillatorio non è più la propria ω_0, di risonanza, ma ω_s; e quindi la corrente i (o la sua prima armonica i_1 se $\theta < \pi$) che attraversa il circuito stesso e proviene dal bipolo, *non può essere in fase* con la tensione. Lo spostamento di fase si può facilmente calcolare; esso è dato da:

$$\tan\varphi = Q\left(\frac{1}{\gamma^2} - 1\right),$$

dove Q è il coefficiente di risonanza del circuito e $\gamma = \omega_s/\omega$; se ω_s è poco

diverso da ω_0 si può anche scrivere, semplicemente:

$$\varphi = 2\,Q\,\frac{\omega_0 - \omega_s}{\omega_0}\,.$$

Ma come si produce e si mantiene questa differenza di fase? Per la presenza del generatore estraneo, la tensione alternativa globale agente sul bipolo non è soltanto la tensione V sen $\omega_s t$ localizzata ai capi del circuito oscillatorio (la pulsazione è ω_s perchè si suppone avvenuta la sincronizzazione), ma:

$$v = V \operatorname{sen} \omega_s t + V_s \operatorname{sen} (\omega_s t + \psi) = V^* \operatorname{sen} (\omega_s t + \zeta)\,,$$

dove:

$$V^* = V\left[\left(1 + \frac{V_s}{V}\cos\psi\right)^2 + \left(\frac{V_s}{V}\operatorname{sen}\psi\right)^2\right]^{1/2},\ \tan\zeta = \frac{\dfrac{V_s}{V}\operatorname{sen}\psi}{1 + \dfrac{V_s}{V}\cos\psi}\,,$$

e la corrente i, che attraversa il bipolo (o la sua prima armonica i_1, se $\theta < \pi$), risulta in opposizione di fase rispetto ad essa, perchè la resistenza del bipolo è reale negativa (11).

Dunque la corrente i (o la i_1), pensata attraverso il bipolo, non è in esatta opposizione di fase rispetto alla tensione V sen $\omega_s t$, ma è spostata rispetto ad essa dell'angolo ζ.

Deve perciò essere: $\zeta = \pi + \varphi$.

Affinchè l'equilibrio energetico, espresso dalla [21], non risulti turbato, è necessario supporre $V_s/V \ll 1$, ed allora si può scrivere:

$$\tan\zeta = \tan\varphi = \varphi = \frac{V_s}{V}\operatorname{sen}\psi\,.$$

(11) Più precisamente, se, come vogliamo supporre, il rapporto V_s/V è così piccolo che l'equilibrio energetico dell'oscillatore espresso dalla [21] non risulta turbato, e quindi l'angolo θ risulta invariato, la corrente i fluisce soltanto per l'angolo di circolazione $2\,\theta$ cioè:

$$i = -\frac{v - V\cos\theta}{R_n}\,,\quad \text{per } v \geqslant V\cos\theta\,;\quad i = 0\,,\quad \text{per } v < V\cos\theta\,.$$

Allora la differenza di fase tra la sua prima armonica e la tensione V sen $\omega_s t$ è ζ^*, data da:

$$\tan\zeta^* = \frac{\dfrac{V_s}{V}\operatorname{sen}\psi}{1 + \dfrac{V_s}{V}\,\dfrac{\theta + \operatorname{sen}\theta\cos\theta}{\theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta}\cos\psi}\,,$$

e si può porre, come sopra si è fatto, $\zeta^* = \zeta$ se è, come sempre accade in pratica:

$$\frac{V_s}{V}\,\frac{\theta + \operatorname{sen}\theta\cos\theta}{\theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta} \ll 1\,.$$

Eguagliando i due valori di φ, precedentemente trovati, si ottiene:

$$\frac{\omega_0 - \omega_s}{\omega_0} = \frac{1}{2Q} \frac{V_s}{V} \operatorname{sen} \psi .$$

Si vede da questa relazione, che, variando ω_s, deve variare ψ cioè la fase della tensione sincronizzante, e che la sincronizzazione sarà possibile soltanto per ψ compreso fra $-\pi/2$ e $\pi/2$, cioè per sen ψ compreso fra -1 e $+1$. L'ampiezza dell'intervallo di sincronizzazione è dunque:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{Q} \frac{V_s}{V}$$

tanto maggiore, quanto maggiore è V_s/V e minore Q. Si conclude dunque che: *per ottenere intervalli di sincronizzazione relativamente ampi, occorre ridurre il coefficiente di risonanza del circuito.*

8. - Demoltiplicazione di frequenza con oscillatori complessi.

Per lo studio della demoltiplicazione si può procedere in modo analogo a quello seguito per la sincronizzazione.

Sia ancora ω_0 la pulsazione propria dell'oscillatore, coincidente con quella propria del circuito oscillatorio alimentato dal bipolo; ω_s la pulsazione di un generatore estraneo inserito per esempio fra circuito oscillatorio e bipolo, tale che un suo sottomultiplo $\omega = \omega_s/p$ (p intero) sia molto prossimo ad ω_0.

Se la demoltiplicazione avviene, se cioè l'oscillatore non oscilla più con la pulsazione ω_0, ma con quella ω, si riprodurrà lo spostamento di fase fra la prima armonica della corrente i che affluisce dal bipolo al circuito, e la tensione V sen ωt localizzata ai capi di quest'ultimo:

$$\varphi = 2Q \frac{\omega_0 - \omega_s/p}{\omega_0} .$$

Si suppone, come nel caso della sincronizzazione semplice, che φ sia così piccolo, da lasciare inalterato l'equilibrio energetico dell'oscillatore; ciò richiede che sia $V_s/V \ll 1$.

La tensione globale alternativa, che agisce sul bipolo quando la sincronizzazione è raggiunta, è:

$$v = V \operatorname{sen} \omega t + V_s \operatorname{sen} (p\,\omega t + \psi) ;$$

avendo poi supposto $V_s/V \ll 1$, la corrente i passa soltanto per $v \geqslant V \cos\theta$, cioè:

$$-R_n\, i = V \operatorname{sen} \omega t + V_s \operatorname{sen} (p\,\omega t + \psi) - V \cos\theta, \quad \text{per } v \geqslant V \cos\theta;$$
$$i = 0, \qquad \text{per } v < V \cos\theta .$$

La sua prima armonica i_1 è allora:

$$-R_n\, i_1 = a_1 \cos \omega t + b_1 \operatorname{sen} \omega t\,,$$

dove (ponendo $\alpha = \omega t$):

$$a_1 = \frac{1}{\pi}\int_{\frac{\pi}{2}-\theta}^{\frac{\pi}{2}+\theta}(v - V\cos\theta)\cos\alpha\, d\alpha\,;\quad b_1 = \frac{1}{\pi}\int_{\frac{\pi}{2}-\theta}^{\frac{\pi}{2}+\theta}(v - V\cos\theta)\operatorname{sen}\alpha\, d\alpha\,.$$

Eseguiti i calcoli, lo spostamento di fase ζ tra la i_1 e la $V \operatorname{sen} \omega t$ risulta dato da:

$$\tan\zeta = \frac{V_s}{V}\,\frac{A\cos\left(p\,\frac{\pi}{2} + \psi\right)}{\theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta + B\,\frac{V_s}{V}\operatorname{sen}\left(p\,\frac{\pi}{2}+\psi\right)}\,,$$

dove:

$$A = \frac{\operatorname{sen}(p+1)\,\theta}{p+1} - \frac{\operatorname{sen}(p-1)\,\theta}{p-1}\,;\quad B = \frac{\operatorname{sen}(p+1)\,\theta}{p+1} + \frac{\operatorname{sen}(p-1)\,\theta}{p-1}\,.$$

Come nel caso della sincronizzazione, dev'essere $\xi = \pi + \varphi$, e quindi $\tan\zeta = \tan\varphi = \varphi$.

Si osserva subito che, fissato $p > 1$, al tendere di θ a 0, A e B tendono a zero come θ, ma $\theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta$ tende a zero come θ^3. Quindi non soltanto dev'essere $V_s/V \ll 1$, ma anche $A\, V_s/V$, $B\, V_s/V$ debbono essere molto minori di $\theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta$; tuttavia in pratica θ non assume mai valori troppo piccoli, altrimenti i coefficienti di risonanza dei circuiti dovrebbero essere così elevati, o i valori di R_n così bassi, quali non è possibile attuare. Ammesso questo, eguagliando i due valori di φ precedentemente ottenuti, si ha:

$$\frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = \frac{1}{2\,Q}\,\frac{V_s}{V}\,\frac{A\cos\left(p\,\frac{\pi}{2}+\psi\right)}{\theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta}\,.$$

Lo scarto $(\omega_0 - \omega)/\omega_0$ varia dunque, a parità di altre circostanze, come al solito, al variare di ψ; ma $\cos(p\,\pi/2 + \psi)$ non può che oscillare fra -1 e $+1$; pertanto l'intervallo di sincronizzazione è:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{Q}\,\frac{V_s}{V}\,\frac{|A|}{\theta - \operatorname{sen}\theta\cos\theta}\,,$$

e risulta tanto maggiore quanto più grande è V_s/V e piccolo Q. Ancora si trova che, a parità di altre circostanze, *l'intervallo di sincronizzazione è tanto più ampio quanto più piccolo è il coefficiente di risonanza del circuito oscillatorio.*

Si prenda in esame il fattore A, di cui interessa il solo valore assoluto. Se l'angolo di circolazione $2\,\theta$ comprende un numero pari di semiperiodi di $T/2$ della tensione da demoltiplicare, cioè se $2\,\theta/(2\,\pi) = 2\,m\,(T/2)/\tau$, $m = 1, 2, \ldots$, è:

$$\theta = m\frac{\pi}{p}\,; \quad \text{sen}\,(p+1)\,\theta = \pm\,\text{sen}\,m\frac{\pi}{p}\,; \quad \text{sen}\,(p-1)\,\theta = \mp\,\text{sen}\,m\frac{\pi}{p}\,;$$

$$|A| = \frac{2\,p}{p^2-1}\,\text{sen}\,\frac{m\,\pi}{p}\,.$$

Se invece l'angolo di circolazione comprende un numero dispari di semiperiodi $T/2$, cioè se $2\,\theta/(2\,\pi) = (2\,m+1)\,(T/2)/\tau$, $m = 0, 1, 2, \ldots$, è:

$$\theta = (2\,m+1)\,\frac{\pi}{p}\,, \quad \text{sen}\,(p \pm 1)\,\theta = \pm\cos\left(\frac{2\,m+1}{2}\,\frac{\pi}{p}\right);$$

$$|A| = \frac{2}{p^2-1}\cos\left(\frac{2\,m+1}{2}\,\frac{\pi}{p}\right).$$

Gli oscillatori complessi possono, com'è noto, appartenere a tre classi A, B, C. Per la classe A è $\theta = \pi$; l'angolo di circolazione $2\,\theta$ comprende allora tutti i periodi T, quindi certamente un numero pari di semiperiodi. Vale dunque la prima espressione del fattore $|A|$, in cui si deve porre $m = p$. Risulta, per qualunque p: $|A| = 0$.

Pertanto: *con un oscillatore complesso di classe A è impossibile conseguire qualsiasi ordine di demoltiplicazione* ($p > 1$).

Per la classe B, $\theta = \pi/2$; l'angolo di circolazione $2\,\theta$ può comprendere tanto un numero pari quanto un numero dispari di semiperiodi $T/2$.

Se ne comprende un numero pari, vale la prima espressione di $|A|$, che fornisce: $|A| = 2\,p/(p^2-1)$; se ne comprende un numero dispari, vale la seconda ed è: $|A| = 0$.

Pertanto: *se l'oscillatore è di classe B, sono impossibili le demoltiplicazioni di ordini tali che, divisi per due, forniscano un numero dispari.*

Se si escludono gli oscillatori di classe A e B e si pone:

$$K_p = \frac{p}{p^2-1}\,\frac{\text{sen}\,m\,\dfrac{\pi}{p}}{\dfrac{m\,\pi}{p} - \text{sen}\,m\,\dfrac{\pi}{p}\cos m\,\dfrac{\pi}{p}} \qquad \text{(caso pari)},$$

$$K_d = \frac{1}{p^2-1}\,\frac{\cos\dfrac{2\,m+1}{2}\,\dfrac{\pi}{p}}{\dfrac{2\,m+1}{2}\,\dfrac{\pi}{p} - \text{sen}\,\dfrac{2\,m+1}{2}\,\dfrac{\pi}{p}\cos\dfrac{2\,m+1}{2}\,\dfrac{\pi}{p}} \qquad \text{(caso dispari)},$$

si scrivono le due seguenti espressioni dell'intervallo di sincronizzazione:

$$\frac{\Delta\,\omega}{\omega_0} = \frac{2}{Q}\,\frac{V_s}{V}\,K_p \quad , \quad \frac{\Delta\,\omega}{\omega_0} = \frac{2}{Q}\,\frac{V_s}{V}\,K_d \,.$$

Tanto K_p, quanto K_d, fissato un certo ordine di demoltiplicazione p, aumentano al diminuire di m. Le condizioni più favorevoli si hanno dunque facendo $m = 1$ in K_p, $m = 0$ in K_d, cioè riducendo l'angolo di circolazione, in modo che comprenda due o uno dei semiperiodi $T/2$.

Ciò fatto, si può ancora riconoscere che K_d è sempre maggiore di K_p per qualunque ordine di demoltiplicazione. Ciò è mostrato nella seguente tabella:

p	K_p	K_d	K_d/K_p
2	0,42	0,82	1,9
10	1,45	3,33	2,16
$\to \infty$			$\to 8/\pi = 2{,}55$.

La piccolezza dei valori di K_p e K_d anche per ordini assai elevati di demoltiplicazione, giustifica le ipotesi introdotte per la semplificazione dei calcoli.

In conclusione: *per ottenere, con il più grande intervallo di sincronizzazione, la demoltiplicazione di qualsiasi ordine, è conveniente ridurre l'angolo di circolazione quanto più possibile; le condizioni più favorevoli corrispondono ad un angolo di circolazione così piccolo, che comprenda un solo semiperiodo della tensione da demoltiplicare.*

È di notevole interesse rilevare che le conclusioni raggiunte per gli oscillatori reali sono analoghe a quelle degli oscillatori complessi: sebbene il procedimento seguito per lo studio dei primi sia stato necessariamente diverso da quello seguito per i secondi.

9. - Conclusione.

La sincronizzazione degli oscillatori e la demoltiplicazione di frequenza sono operazioni di uso corrente nella tecnica; specialmente nel caso degli oscillatori reali (di rilasciamento). L'esperienza ha insegnato quali sono le condizioni più favorevoli per ottenere relativamente ampi intervalli di sincronizzazione, con piccole ampiezze delle tensioni sincronizzanti o da demoltiplicare. A quanto ci è dato sapere, fin ora non era stata elaborata una teoria come quella esposta nel presente lavoro, in grado di illustrare compiutamente i problemi attinenti a queste due operazioni e di permettere il calcolo dell'intervallo di sincronizzazione.

Nella teoria sopra riportata, si attribuisce la possibilità della sincronizzazione e della demoltiplicazione, nel caso degli oscillatori reali, al fatto che il loro periodo proprio dipende grandemente dalle tensioni di alimentazione; nel caso degli oscillatori complessi, agli spostamenti di fase fra correnti e tensioni nel circuito oscillatorio (che, avvenuta la

sincronizzazione, non è più in risonanza) e all'azione sul bipolo della tensione sincronizzante.

Le conclusioni alle quali si perviene, ben confermate dall'esperienza sono le seguenti.

Oscillatori reali (*di rilasciamento*).

Sincronizzazione (oscillatore con semiperiodi di eguale durata). — L'intervallo di sincronizzazione aumenta, con l'ampiezza della tensione sincronizzante, e con la resistenza R, in serie con l'induttanza (quindi del rapporto v_4/v_1).

Demoltiplicazione. — Se i due semiperiodi dell'oscillatore reale sono di eguale durata, è impossibile la demoltiplicazione di qualunque ordine pari. Fissato l'ordine di demoltiplicazione, conviene attuare l'oscillatore reale in modo da ottenere la massima differenza fra i suoi semiperiodi τ_1, τ_2; le condizioni più favorevoli si raggiungono quando uno dei detti semiperiodi contiene un solo semiperiodo della tensione da demoltiplicare. A pari altre condizioni, l'intervallo di sincronizzazione, aumenta se si aumenta la resistenza R in serie con l'induttanza, se cioè si aumenta il rapporto v_4/v_1.

Oscillatori complessi (*sinusoidali*).

Sincronizzazione semplice. — L'intervallo di sincronizzazione aumenta col crescere del rapporto V_s/V fra le ampiezze della tensione sincronizzante e di quella sincronizzata; e col diminuire del coefficiente di risonanza Q del circuito.

Si può osservare che la diminuzione di Q trova riscontro nell'aumento di R nel caso degli oscillatori reali.

Demoltiplicazione. — L'intervallo di sincronizzazione, per qualunque ordine di demoltiplicazione, è tanto più ampio, quanto più piccolo è il coefficiente di risonanza del circuito oscillatorio e grande il rapporto V_s/V. Con un oscillatore di classe A è impossibile conseguire qualsiasi ordine di demoltiplicazione. Se l'oscillatore è di classe B, sono impossibili le demoltiplicazioni di ordini tali che, divisi per due, forniscano un numero dispari. Se l'oscillatore è di classe C, per ottenere, con il più grande intervallo di sincronizzazione, la demoltiplicazione di qualunque ordine, occorre ridurre l'angolo di circolazione, in modo che comprenda due semiperiodi o un solo semiperiodo della tensione sincronizzante, secondo che l'ordine di demoltiplicazione è pari o dispari.

OSCILLATORI PER ONDE DECIMETRICHE CON CIRCUITI A CAVITÀ

PIER LUIGI BARGELLINI

Considerati gli effetti provocati dai triodi sui risonatori a cavità con essi connessi secondo le già note disposizioni per autooscillatori, si indica una variante a tali disposizioni che permette di conseguire un certo miglioramento. Viene descritto un tipo originale di oscillatore che, grazie ad una combinazione di circuiti a linea ed a cavità, rende possibile il raggiungimento delle massime frequenze generabili con i triodi, fino ed oltre la cosiddetta « frequenza limite » fissata dalle capacità e dalle induttanze proprie del tubo. Il nuovo circuito facilita l'estrazione dell'energia oscillatoria messa in giuoco e si presta particolarmente ad essere combinato con sistemi radianti di grande efficacia.

1. - Premessa.

In un precedente studio (1) furono indicati vari circuiti di oscillatori a griglia negativa associati con risonatori cavi, ponendo in rilievo i vantaggi con essi ottenuti, specie alle più alte frequenze, rispetto ai soliti circuiti a costanti concentrate, a linee, di tipo Kolster, e così via.

Nella figura 1 si riporta la disposizione fondamentale, il risonatore essendo supposto di forma cilindrica, da cui ne derivarono altre con risonatori di varie forme e con uno o più triodi in parallelo od in controfase.

Non si omise però di far rilevare come a causa dell'ingombro del tubo, delle sue capacità interelettrodiche e delle costanti elettriche delle connessioni, il risonatore risultasse caricato con la conseguenza di una diminuzione della frequenza generata dal complesso rispetto a quella spettante al risonatore libero e di un minor rendimento di conversione provocato dall'abbassamento del coefficiente di risonanza.

Costituiscono oggetto della presente nota ricerche condotte per determinare più esattamente gli effetti di carico e le disposizioni di circuito immaginate per compensarli. Queste devono essere distinte in due classi, di cui la prima si fonda su una semplice variante della disposizione classica della figura 1 mentre la seconda costituisce una novità, che si

(1) P. L. Bargellini: Risonatori a cavità in generatori a triodo per onde decimetriche - A. F., 1943, XII, p. 183.

crede originale, grazie alla quale cadono certi limiti considerati finora insormontabili nel processo della generazione di frequenze sempre più elevate mediante triodi.

2. - Cenni sui risonatori cilindrici caricati.

Ci si limita qui ad un accenno ai soli risonatori cilindrici (²) sia perchè possono ad essi più facilmente essere applicate semplificazioni che ne agevolano la trattazione teorica nel caso di carico, sia perchè essi sono stati l'oggetto principale del lavoro sperimentale.

Il carico può essere centrale (fig. 2), oppure eccentrico (fig. 3), essendo il corpo perturbatore costituito da un materiale generico conduttore o dielettrico. Il caso del carico centrale con asta metallica è stato studiato sperimentalmente (³) mentre è stato sottoposto al calcolo il caso particolare di carico centrale per risonatori cilindrici aventi l'altezza piccola rispetto al diametro, estendendo quindi, mediante analogie con le linee caricate, lo studio al carico eccentrico (⁴). In tal caso risulta limitato il numero dei possibili modi di vibrazione e per il particolare caso della combinazione con un tubo, secondo lo schema riportato nella figura 1, vale l'oscillazione di tipo E_0 per la quale le linee di campo elettrico risultano parallele all'asse del cilindro e si addensano attorno ad esso, mentre le linee di campo magnetico hanno andamento circolare avvolgente l'asse e si addensano alla periferia.

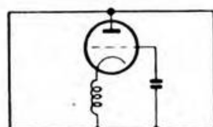


Fig. 1. — Oscillatore con risonatore a cavità cilindrico.

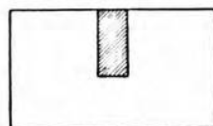


Fig. 2. — Risonatore cavo cilindrico caricato centralmente.

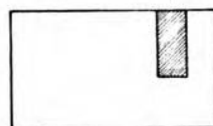


Fig. 3. — Risonatore cavo cilindrico caricato eccentricamente.

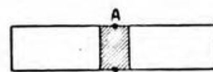


Fig. 4. — Risonatore cilindrico con altezza piccola rispetto al raggio.

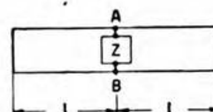


Fig. 5. — Linea caricata analogamente al risonatore della figura 4.

La formazione di campi stazionari entro la cavità risulta dalla sovrapposizione di due onde progressive, in analogia con quanto avviene lungo

(²) F. Borgnis: Die elektrische Grundschwingung zylindrischer Hohlräume - H. F. Techn. u. El. Ak., 1939, LIV, p. 121.

(³) W. L. Barrow a. W. W. Mieher: Natural oscillations of electrical cavity resonators - Proc. I. R. E., 1940, XXVIII, p. 184.

(⁴) H. Meinke: Die Eigenwellen des belasteten zylindrischen Hohlraums - H. F. Techn. u. El. Ak., 1942, LX, p. 29.

le linee, di cui una procede dal centro verso la periferia e l'altra nel senso opposto, essendo però le leggi che regolano il formarsi di tali campi stazionari esprimibili mediante funzioni cilindriche nel caso dei risonatori, mentre, nel caso delle linee, esse sono rette da semplici funzioni circolari.

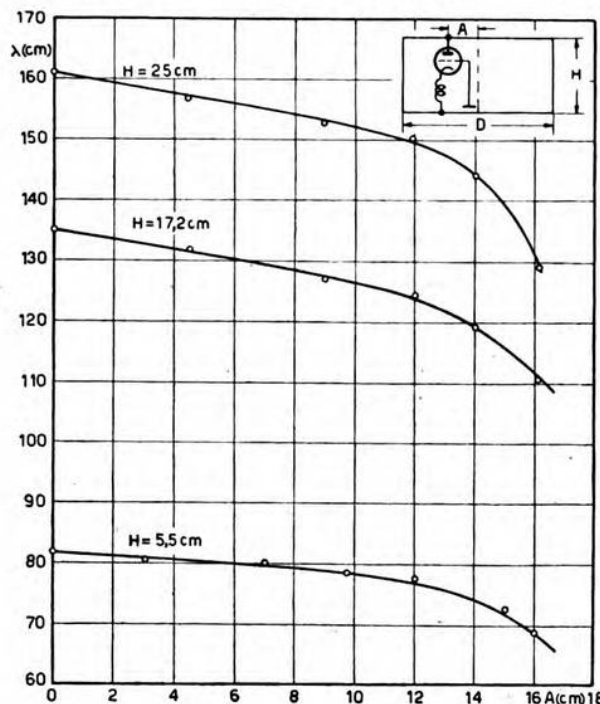


Fig. 6. — Lunghezze d'onda generate con un tubo FIVRE 1628 montato con vario grado di eccentricità entro un risonatore cilindrico cavo di diametro costante, $D = 34{,}5$ cm, e di altezza variabile.

Nella figura 4 viene rappresentato un risonatore cilindrico genericamente caricato al centro ma per il quale vale appunto la condizione: $h \ll r$; la figura 5 rappresenta l'analogo caso di una linea bifilare, in corto circuito agli estremi, caricata centralmente con un'impedenza Z generica.

Nello studio citato del Meinke, basato sulle ipotesi predette, si perviene a determinare, in funzione della lunghezza d'onda con cui il risonatore viene eccitato, il rapporto fra tensione e corrente, cioè l'impedenza che deve trovarsi fra i centri A e B delle basi del cilindro, affinchè si verifichi la risonanza; con un facile calcolo viene quindi determinato lo stesso rapporto nel caso della linea caricata centralmente.

Come s'intuisce facilmente, tale impedenza si riduce ad una pura reattanza che diventa infinita o nulla in corrispondenza delle frequenze

proprie del risonatore o della linea non caricati, assumendo invece valore e segno determinati per le altre frequenze.

In base ad ulteriori semplificazioni si possono considerare varie soluzioni corrispondenti a casi idealizzati od anche pratici di carico. Quando al risonatore vengono connessi triodi secondo la disposizione della figura 1 si ha essenzialmente a che fare con un carico capacitivo; la capacità risulta però concentrata invece che distribuita lungo l'altezza del cilindro come nell'ipotesi del Meinke. Tale differenza non comporta tuttavia gravi conseguenze fino a quando l'altezza del risonatore cilindrico sia effettivamente assai piccola rispetto alle altre dimensioni. Ad ogni modo importa rilevare che nel caso di carico capacitivo si hanno frequenze di risonanza più basse di quella spettante alla cavità libera.

Il caso di carico eccentrico non può essere sottoposto all'indagine analitica poichè viene appunto a mancare la simmetria cilindrica; un possibile modo di attacco del problema consiste nell'abbinare lo studio teorico della linea caricata eccentricamente, che resta sempre di facile calcolo, allo studio sperimentale del risonatore caricato con reattanza concentrata. Si giunge alla conclusione che anche in tal caso il carico capacitivo conduce a frequenze di risonanza inferiori a quella spettante alla cavità libera e che, infine, a pari reattanza la diminuizione della frequenza è di entità tanto minore quanto maggiore è l'eccentricità.

3. - Oscillatori con triodi disposti centralmente od eccentricamente entro risonatori cilindrici.

Allo scopo di ridurre al minimo l'induttanza e la resistenza delle connessioni fra triodo e risonatore, per raggiungere con buoni rendimenti frequenze sempre più elevate, si giunse ben presto all'uso di risonatori di forma schiacciata. Ciò rende possibile, con alcuni tipi di triodi, una connessione diretta fra i terminali di placca e di griglia e le basi della cavità cilindrica risonante.

Nel grafico della figura 6 vengono riportati i dati sperimentali relativi ad una serie di oscillatori di funzionamento stabile, alimentati tutti con un triodo FIVRE 1628 montato entro un risonatore cilindrico con vario grado di eccentricità. D'altra parte viene mantenuto costante il diametro del risonatore mentre l'altezza assume valori diversi. Per la nota relazione:

$$\lambda_0 = 2{,}61\ r, \qquad [1]$$

la lunghezza d'onda della vibrazione di tipo E_0, essendo il diametro 34,5 cm, risulta pari a 45 cm ($f_0 = 666$ MHz).

È evidente, nel caso di altezza non trascurabile rispetto al diametro, l'effetto cospicuo dell'abbassamento della frequenza di risonanza provocato dall'induttanza delle connessioni fra tubo e risonatore; si giunge infatti, al variare dell'eccentricità della posizione del tubo, a frequenze rispettivamente comprese fra 0,28 f_0 e 0,34 f_0 quando il rapporto H/D

è uguale a 0,72, fra 0,33 f_0 e 0,40 f_0 quando H/D è uguale a 0,50 ed infine fra 0,55 f_0 e 0,65 f_0 quando H/D è uguale a 0,16.

Il rendimento di conversione, misurato sotto tensioni anodiche normali, assume, in confronto con quello raggiunto con altri tipi di oscillatori per la stessa gamma di frequenze (5) valori normali quando H/D è grande e valori sensibilmente superiori quando H/D è piccolo. Ciò può spiegarsi in quanto che il coefficiente di qualità Q del circuito viene a risultare maggiore quando siano ridotte al minimo le resistenze delle connessioni.

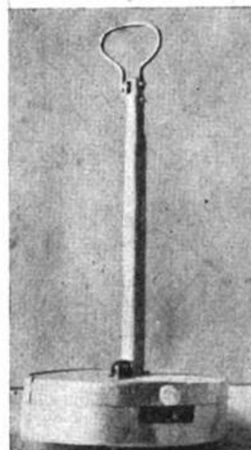


Fig. 7. — Oscillatore (triodo FIVRE 1628, lunghezza d'onda generata 72 cm) con dispositivo particolare per il prelievo dell'energia oscillatoria.

Al variare dell'eccentricità il rendimento si mantiene quasi costante fino ad un certo valore dell'eccentricità stessa, oltre il quale cade rapidamente; anche ciò appare logico se si rifletta che disporre il tubo eccentricamente entro il risonatore equivale ad attuare una trasformazione d'impedenza in salita fra tubo e circuito, trasformazione notoriamente possibile solo entro dati limiti (6). Si avverte infine che, tentando di aumentare ulteriormente la frequenza delle oscillazioni generate mediante successivi aumenti dell'eccentricità o, al limite, mediante derivazione del tubo su una parte della superficie cilindrica, s'incorre facilmente in oscillazioni spurie indipendenti dalla cavità.

Per l'accoppiamento fra oscillatore e carico esterno si possono usare i dispositivi correnti della tecnica dei risonatori a cavità cioè spire od aste opportunamente disposte entro le cavità medesime. Nel caso dei risonatori di forma piatta risulta spesso conveniente ricorrere alla disposizione di cui la fotografia di figura 7 mostra una pratica attuazione e la figura 8 lo schema costruttivo. L'energia oscillatoria viene prelevata attraverso un tratto di linea coassiale lungo circa un quarto di lunghezza d'onda (od un suo multiplo dispari) connesso ad un estremo col centro del risonatore (attacco ad alta impedenza) e recante all'altro estremo una semplice spira a cui può essere facilmente accoppiato il circuito di utilizzazione.

Quando poi l'oscillatore debba alimentare un'antenna a dipolo, conviene ricorrere alla disposizione molto compatta della figura 9, ove attra-

(5) P. L. BARGELLINI: loc. cit. nota (1).
N. CARRARA: Oscillatori per onde decimetriche con triodi a griglia negativa - A. F., 1943, XII, p. 219.

(6) M. BOELLA: Limiti delle trasformazioni d'impedenza mediante circuiti oscillatòri - A. F., 1943, XII, p. 267.

verso una linea di conveniente impedenza caratteristica, lunga un quarto di lunghezza d'onda (od un suo multiplo dispari), e mediante un noto artificio (7) si riesce ad eccitare simmetricamente i due semidipoli.

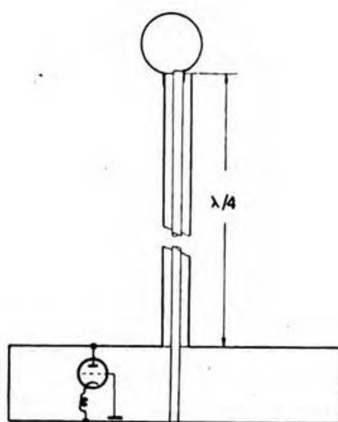


Fig. 8. — Oscillatore con triodo montato eccentricamente entro un risonatore cilindrico, con accoppiamento al carico attraverso linea coassiale.

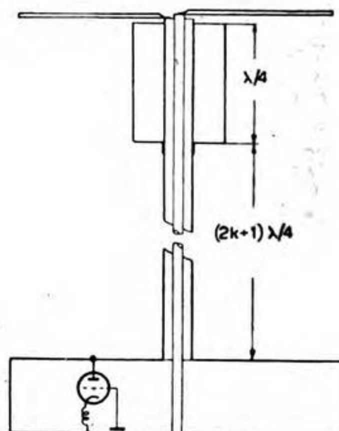


Fig. 9. — Oscillatore secondo lo schema della figura 8, con circuito adattatore per l'alimentazione di un dipolo simmetrico.

4. - Oscillatore con triodo montato esternamente alla cavità ed accoppiato ad essa mediante circuiti a linea od equivalenti.

Al termine delle numerose e varie esperienze effettuate su oscillatori con triodi montati entro cavità in modo centrale, od in modo eccentrico, si è pervenuti alla conclusione che, risultando il risonatore sempre notevolmente caricato dalle capacità del tubo, è impossibile raggiungere per ragioni di montaggio (eccessiva piccolezza del risonatore rispetto all'ingombro richiesto dai tubi) le massime frequenze alle quali in via teorica i tubi stessi potrebbero giungere. A prescindere perciò da altre cause, cioè dai fenomeni di tempo di transito, il problema resta sempre un problema di circuiti e si è creduto opportuno insistere nella ricerca appunto di nuove disposizioni adattabili ai triodi che si ritiene siano destinati a mantenere un posto importante nella tecnica delle ultrafrequenze.

È stato così trovato un circuito nuovo ed originale che si descrive: uno degli schemi più frequentemente usati per oscillatori su onde molto brevi è quello riportato nella figura 10, che deriva dalla nota disposizione

(7) W. Buschbeck: Die Entwicklung des transozeanischen Kurzwellen-Sendedienstes in Deutschland - Telefunken Mitt., 1939, XX, 80, p. 11.

del Colpitts (8). Il circuito oscillatorio è costituito dalle induttanze L_a, L_g esterne al tubo, dalle induttanze L'_a, L'_g degli elettrodi, e dalla capacità:

$$C = C_{ag} + \frac{C_{ac}\, C_{gc}}{C_{ac} + C_{gc}} \qquad [2]$$

risultante dalla combinazione delle tre capacità interelettrodiche, essendo infine C' una capacità di elevata suscettanza avente la funzione di separare le componenti continue e costituire un corto circuito per le componenti a radiofrequenza delle correnti anodica e di griglia. Scelto un determinato tubo, restano quali unici elementi determinativi della frequenza e variabili dall'esterno le induttanze L_a ed L_g; alle frequenze più elevate esse, come viene ad esempio mostrato nella figura 11, assumono convenientemente la forma di un tratto di linea coassiale o ad elementi paralleli e bilanciati (9), di lunghezza d solitamente minore di un quarto di lunghezza d'onda. Indicando con Z_∞ l'impedenza caratteristica della linea, la reattanza risultante agli estremi A e B è:

$$X_{AB} = j\, Z_\infty \tan (2\, \pi\, d/\lambda). \qquad [3]$$

Da questa espressione appare che, scelto il tubo, quando si voglia generare frequenze sempre più alte occorre dare valori sempre più piccoli alla reattanza, il che è possibile facendo decrescere d oppure Z_∞.

Altra via seguita con successo (10) è quella di usare speciali triodi a struttura cilindrica tale da simulare internamente una continuazione della linea esterna di conveniente impedenza caratteristica. La linea stessa risulta in tal caso caricata dalla capacità, notevolmente minore, dovuta alla serie delle capacità interelettrodiche C_{ac} e C_{gc}.

Si raggiunge comunque per qualsiasi tubo una corrispettiva frequenza, detta spesso « frequenza limite », per la quale la parte esterna del circuito viene a ridursi alla connessione più breve possibile (e perciò di induttanza minima) fra i terminali di placca e di griglia, oltre la quale sembrerebbe impossibile andare. Devesi poi notare che in tali condizioni, sebbene sia possibile raggiungere, con qualche accorgimento, l'effettiva condizione di autooscillazione stabile, il circuito non offre pratica utilità poichè, oltre ad essere, di solito, i rendimenti molto bassi, riesce difficile l'estrazione dell'energia oscillatoria dal tubo, venendo praticamente a scomparire un circuito esterno a cui ci si possa accoppiare.

A questo riguardo si ricorda che talvolta i cataloghi delle ditte costruttrici dei tubi accanto all'indicazione del valore di detta frequenza limite recano la nota : « frequenza di risonanza del circuito costituito dalle capacità interelettrodiche e dalla più breve connessione possibile fra placca e griglia; potenza di uscita approssimativamente nulla ».

(8) Loc. cit. nota (5).

(9) F. E. TERMAN: Resonant lines in radio circuits - El. Engng., 1934, LIII, p. 1046.

(10) M. R. GAVIN: Triode oscillators for ultra-short wavelenghts - W. E., 1939, XVI, p. 287.

Esiste però, almeno in via teorica, la possibilità di raggiungere col circuito di figura 11 frequenze superiori alla suddetta frequenza limite: precisamente dando alla capacità C', considerata prima quale puro elemento di blocco e di fuga, valori sufficientemente piccoli (ad esempio dello stesso ordine di grandezza delle capacità interelettrodiche del tubo), per cui la reattanza che si trova fra i punti A e B diventa:

$$X'_{AB} = j\, Z_\infty \frac{\tan \frac{2\pi d}{\lambda} - \frac{1}{\omega C' Z_\infty}}{1 + \tan \frac{2\pi d}{\lambda\, \omega C' Z_\infty}}, \tag{4}$$

e resta perciò determinata non soltanto dai dati della linea ma anche dalla reattanza terminale dovuta alla capacità C'. Fissata una certa frequenza, dando a C' valori via via decrescenti è facile vedere che il tratto di linea viene ad allungarsi proporzionalmente; al limite quando C' è nullo, sempre tenendo conto dell'effetto di carico del tubo, il tratto di linea, prima di lunghezza inferiore ad un quarto di lunghezza d'onda, si estende ad una lunghezza compresa fra un quarto e mezza lunghezza d'onda. Pertanto, dato il maggior sviluppo del circuito esterno verrebbe facilitato l'accoppiamento dell'oscillatore col carico.

Successivamente, sempre per la condizione $C' = 0$, la lunghezza della linea potrebbe essere fissata in modo da far comparire fra i punti A e B, per frequenze di autooscillazione via via crescenti, prima reattanze induttive decrescenti, quindi reattanza nulla ed infine reattanze capacitive crescenti; è interessante notare che in quest'ultimo caso i soli elementi induttivi del circuito si ridurrebbero alle induttanze proprie L'_g ed L'_a del tubo. La frequenza limite, prima definita, verrebbe raggiunta quando la lunghezza della linea fosse tale da riprodurre fra i punti A e B il valore di reattanza positiva spettante alla connessione diretta più breve possibile fra i terminali di placca e di griglia, mentre nel caso di reattanza nulla o negativa la frequenza eventualmente generabile sarebbe maggiore di quella limite, le oscillazioni venendo a cessare, a prescindere da altre cause, qualora il Q del circuito risultasse troppo esiguo.

Una possibile attuazione di un siffatto oscillatore potrebbe avvenire secondo lo schema della figura 12, le tensioni di alimentazione potendo essere applicate ai punti M ed N della linea fra i quali fosse localizzata la minima tensione a radiofrequenza; di essa viene pure indicata una possibile distribuzione. Purtroppo l'esperienza indica, e del resto riflessioni teoriche giustificano, che, mentre alle frequenze relativamente basse e lontane dalla frequenza limite è senz'altro raggiungibile un funzionamento stabile secondo il meccanismo finora esposto, alle frequenze più elevate le oscillazioni non si manifestano affatto oppure si innescano su una frequenza spuria che ritorna ad essere quella infe-

riore corrispondente al caso della linea chiusa, fungendo di solito le capacità fra i fili di alimentazione e fra questi e la terra da capacità di fuga.

L'inerente instabilità di questo circuito viene ad essere totalmente eliminata immergendo la linea, in modo debito, entro un conveniente risonatore cavo: quando l'oscillazione della cavità è compatibile con

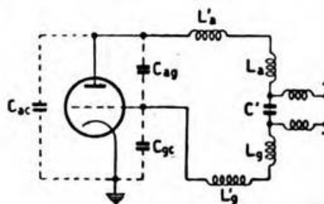


Fig. 10. — Oscillatore per onde molto corte.

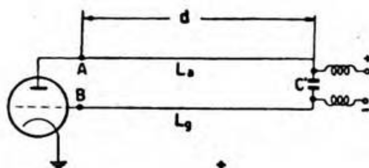


Fig. 11. — Oscillatore con linea di Lecher chiusa fra placca e griglia.

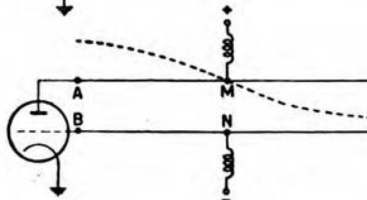


Fig. 12. — Oscillatore con linea di Lecher aperta fra placca e griglia.

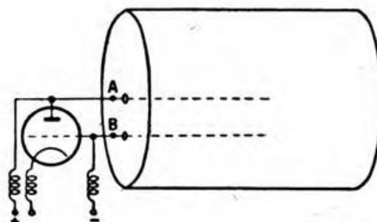


Fig. 13. — Oscillatore con circuito composto da linea aperta e risonatore a cavità.

quella del circuito a linea si ha, grazie alla cavità stessa, un funzionamento assolutamente regolare; estraendo la linea dalla cavità le oscillazioni cessano completamente.

Nella figura 13 è schematizzato il nuovo oscillatore con risonatore di forma cilindrica; si avverte però che ogni altra forma è capace di dare buoni risultati. Alla cavità risonante spettano dunque le seguenti funzioni:

1) di blocco per le frequenze spurie inferiori;

2) di esaltazione per la frequenza desiderata quando la frequenza spettante al circuito composto dal tubo e dal tratto di linea è uguale o prossima a quella corrispondente a certi modi di vibrazione della cavità;

3) di stabilizzazione della frequenza generata;

4) di schermo completo per le parti del circuito soggette a tensioni a radiofrequenza;

5) di elemento di accoppiamento fra tubo e circuito di utilizzazione.

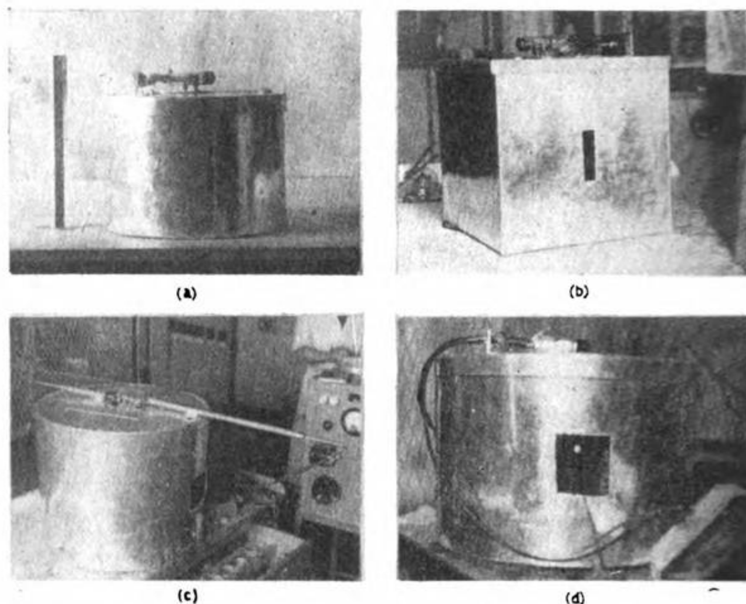


Fig. 14. — Oscillatori sperimentali: *a*) tubo FIVRE UC 20, $\lambda = 31$ cm; *b*) tubo FIVRE 1628, $\lambda = 72$ cm; *c*) tubo FIVRE 1628, $\lambda = 70$ cm, con tensioni di alimentazione anodica e di filamento addotte attraverso linee coassiali regolabili; *d*) tubo FIVRE 1628, $\lambda = 50$ cm, funzionamento con regime impulsivo.

Tutte le esperienze condotte hanno confermato quanto detto sopra; lavorando con differenti tipi di tubi nel campo compreso fra 300 e 1000 MHz sono stati attuati moltissimi circuiti di funzionamento assolutamente regolare e di rendimento elevato, relativamente s'intende alle cifre raggiungibili a queste frequenze. Nelle fotografie della figura 14 *a*, *b*, *c*, compaiono alcune costruzioni di laboratorio mentre nella 14 *d* viene mostrato un oscillatore effettivamente funzionante su 600 MHz con tubo FIVRE 1628 alimentato ad impulsi con tensione anodica di 5000 V: una sottile bacchetta di rame lunga 12 cm (circa cioè un quarto d'onda) introdotta nell'interno della cavità e con un estremo a terra raccoglie energia oscillatoria sufficiente a mantenere all'estremo libero un arco ben nutrito visibile nella fotografia attra-

verso la finestrella. La potenza utile fornita dall'oscillatore durante l'impulso è di circa 0,5 kW.

Le tensioni di alimentazione vengono addotte al tubo attraverso bobine di arresto o tratti di linee coassiali aventi la stessa funzione. Si può però ricorrere ad alimentare la placca o la griglia ripiegando su se stesso uno dei conduttori della linea (vedansi a tal proposito le figure 15 e 16) fino a farlo uscire dalla cavità alla quale viene collegato con una conveniente capacità di fuga per il ritorno delle correnti a radiofrequenza. È particolarmente suggestivo in tal caso il legame esistente fra tubo e risonatore: il campo elettrico interno eccita infatti, ad esempio, l'asta di placca mentre il conduttore facente capo alla griglia e foggiato a spira si concatena con il campo magnetico della cavità (11).

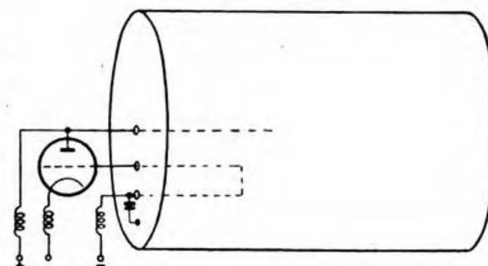


Fig. 15. — Oscillatore con circuito composto da linea aperta e cavità: conduttore di griglia piegato a spira.

Il circuito del catodo comprende, come di solito a queste frequenze, una reattanza tale da consentire un sufficiente grado di reazione; detta reattanza è di solito ottenuta con una bobina di opportune dimensioni o da un tratto di linea.

Mediante i dati sperimentali raccolti è stato costruito il grafico della figura 20 dove, per quattro diversi tipi di tubi, compaiono in funzione della lunghezza d'onda generata le lunghezze geometriche degli elementi L_a ed L_g costituenti la linea, lunghezze che sono state misurate dopo aver sperimentalmente regolato i vari oscillatori fino a raggiungere di volta in volta un funzionamento ottimo. Non vengono fornite indicazioni circa i tipi di risonatori usati, poichè tutte le forme sperimentate (cilindrica, sferica e prismatica) hanno dato buoni risultati purchè le dimensioni fossero convenientemente scelte; a tal proposito è stato riscontrato che esse debbono essere tali da rendere la frequenza di risonanza della cavità libera compresa fra 0,95 e 0,70 volte quella delle oscillazioni effettivamente generate, essendo per le frequenze più elevate raggiungibili alquanto critico il valore superiore.

Si nota la differente lunghezza del conduttore di linea connesso con la placca rispetto a quello connesso con la griglia; il primo è di solito più lungo del secondo. Questa asimmetria trova la sua spiegazione nell'asimmetria del triangolo delle capacità interne del tubo (è infatti normalmente

(11) Brevetto italiano n. 403 268 intestato alla Fabbrica Italiana Magneti Marelli (P. L. Bargellini).

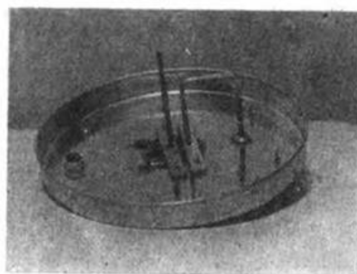


Fig. 16. — Disposizione sperimentale di un oscillatore secondo lo schema della figura 15: tubo FIVRE 1628, lunghezza d'onda 52 cm.



Fig. 18. — Oscillatore incorporato in un radiatore a tromba: tubo FIVRE 1628, lunghezza d'onda 55 cm.

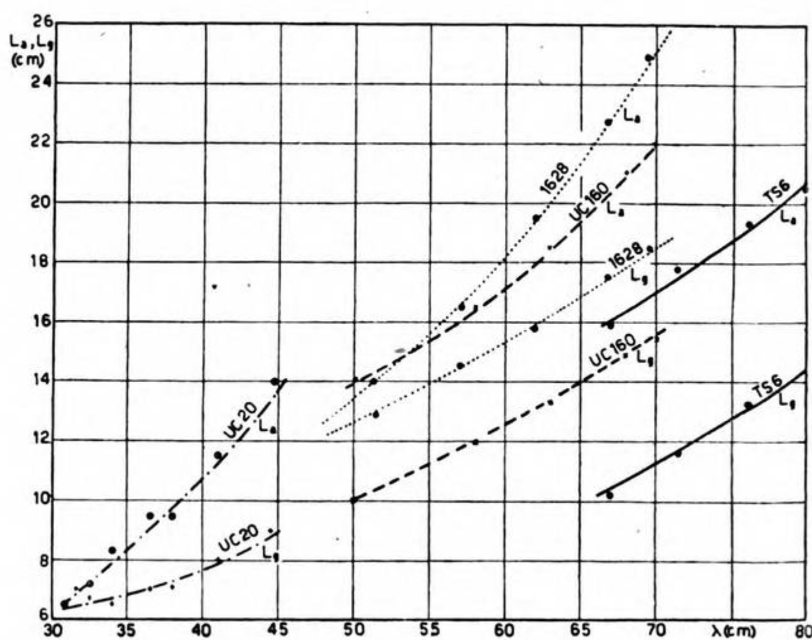


Fig. 17. — Lunghezza degli elementi della linea aperta L_a, L_g, in funzione della lunghezza d'onda generata con quattro diversi tipi di tubi.

C_{gc} assai maggiore di C_{ac}) e corrisponde perfettamente, del resto, a quanto si verifica anche nei circuiti a linea chiusa (fig. 11) ove il punto a minimo potenziale di radiofrequenza si trova discosto dal ponticello di chiusura della linea e precisamente spostato verso il terminale di griglia. Al

crescere della frequenza si verifica tuttavia una compensazione della differenza fra le due lunghezze, che devesi probabilmente attribuire alla distribuzione delle tensioni oscillanti lungo gli elettrodi ed anche eventualmente connettere con gli effetti del tempo di transito.

Considerando la media l' fra le due lunghezze suddette si trova che il rapporto fra essa e la lunghezza d'onda generata è maggiore di 0,25 per le frequenze più basse, per le quali deve cioè comparire fra i punti A e B una reattanza induttiva; è uguale a 0,25 per la frequenza che richiede reattanza nulla fra A e B, ed è infine minore di 0,25 per le frequenze maggiori per le quali la reattanza fra A e B deve essere capacitiva. Nella tabella I sono esposti, a conferma di quanto ora detto, i dati relativi a quattro tubi (FIVRE 1628, UC 20, UC 160, TS 6) sui quali è stato a lungo sperimentato. Si noti, dalla tabella e dal grafico di figura 17, che vengono effettivamente raggiunte frequenze superiori alla frequenza limite, fino, in certi casi, a circa una volta e mezzo il suo valore.

TABELLA I. — *Dati sperimentali di oscillatori attuati secondo le disposizioni delle figure 13 e 15*: $l' = (L_a + L_g)/2$.

1628			UC 20			UC 160			TS 6		
λ (cm)	$\frac{l'}{\lambda}$	X_{AB}	λ (cm)	$\frac{l'}{\lambda}$	X_{AB}	λ (cm)	$\frac{l'}{\lambda}$	X_{AB}	λ (cm)	$\frac{l'}{\lambda}$	X_{AB}
49	0,25	0	31	0,21	—	50	0,24	—	70	0,20	—
53	0,26	+	32	0,22	—	60	0,25	0	80	0,22	—
60	0,27	+	38	0,23	—	70	0,26	+			
70	0,31	+	40	0,24	—						
			42	0,26	+						

Notevole è naturalmente l'influenza delle induttanze degli elettrodi (L'_a, L'_g) e delle connessioni: si considerino ad esempio i dati relativi al tubo FIVRE 1628, essendo la linea attuata con due conduttori aventi un diametro di 10 mm e parallelamente disposti a distanza di 28 mm; la sua impedenza caratteristica risulta essere di 203 Ω. In base ai dati sperimentali (fig. 17), sono stati calcolati i valori della reattanza e dell'induttanza di linea che compaiono nella quarta e quinta colonna della tabella II, mentre nella sesta colonna di essa figurano i valori dell'induttanza L_r necessaria per raggiungere con la capacità C del tubo la risonanza; nell'ultima colonna compare infine il valore dell'induttanza residua L_{res}, dovuta appunto ai collegamenti, che risulta dalle differenze $L_{res} - L_{AB}$. Si noti che già alla lunghezza d'onda di 70 cm tale induttanza residua è solo di poco inferiore a quella della linea; alla lun-

ghezza d'onda di 49 cm, essendo nulla la reattanza di linea, lunga esattamente un quarto d'onda, la sola induttanza del circuito resta appunto quella residua.

TABELLA II. — *Determinazione dell'induttanza residua del tubo FIVRE 1628* [$C_{ag} = 2\ \mu\mu F$, $C_{ac} = 0{,}5\ \mu\mu F$, $C_{gc} = 2\ \mu\mu F$, $C = C_{ag} + C_{ac}\, C_{gc}/(C_{ac} + C_{gc}) = 2{,}33\ \mu\mu F$]: $l' = (L_a + L_g)/2$, $\omega^2 L_r C = 1$.

λ (cm)	f (MHz)	l' (cm)	X_{AB} (Ω)	L_{AB} (μH)	L_r (μH)	$L_{res} = L_r - L_{AB}$ (μH)
70	428	21,8	82,2	0,0306	0,0594	0,0288
60	500	17,0	43,1	0,0137	0,0434	0,0297
49	613	12,25	0	0	0,0290	0,0290

5. - Accoppiamento col carico. L'oscillatore combinato col sistema radiante.

Nell'enumerare le funzioni esplicate dal risonatore nel nuovo circuito è stato detto come una di esse consista appunto nell'offrire una facile via di accoppiamento col circuito di utilizzazione. Tale accoppiamento può avvenire in uno dei soliti modi e cioè mediante una spira (accoppiamento per via magnetica) o mediante un'asta (accoppiamento per via elettrica) opportunamente introdotte nella cavità.

Quando la potenza generata debba essere irradiata si può compiere un ulteriore progresso adottando un risonatore parzialmente aperto che viene ad assumere allora anche la funzione di radiatore (12). Grazie alla soppressione di ogni organo aggiuntivo di accoppiamento è facile intuire che il rendimento complessivo del sistema assume in tali casi valori eccezionalmente elevati.

Al risonatore parzialmente aperto può infine essere vantaggiosamente applicata una tromba elettromagnetica che permette di raggiungere spiccate qualità direttive (13). Nella fotografia della figura 18 viene mostrata una costruzione sperimentale di un oscillatore-radiatore attuato secondo quest'ultimo concetto.

Lo scrivente desidera ringraziare il prof. N. Carrara per l'incoraggiamento accordato a questo lavoro che fu parzialmente svolto nei Laboratori dello Stabilimento F. I. V. R. E. a Firenze; egli formula infine, in unione coi propri collaboratori, l'augurio che simili studi, interrotti dalle dolorose passate vicende, vengano al più presto convenientemente ripresi.

---

(12) Brevetto italiano n. 403 267 intestato alla Fabbrica Italiana Magneti Marelli (P. L. Bargellini).

(13) W. L. BARROW a. F. D. LEWIS: The sectoral electromagnetic horn - Proc. I. R. E., 1939, XXVII, p. 41.

OSCILLATORE A BASSA FREQUENZA CON LINEA ELETTRICA ARTIFICIALE

MAURIZIO FEDERICI

Si dànno i risultati di misure e rilievi oscillografici eseguiti su un oscillatore a tubo elettronico con linea elettrica, analogo a quelli usati per onde ultracorte, ma per bassa frequenza e con linea artificiale formata da cellule a elementi con costanti concentrate. Si mostra che esso diviene sede di oscillazioni non soltanto ad una frequenza base per la quale la differenza di fase introdotta dalla linea è π o 2π, ma anche, a meno di fenomeni di trascinamento, a frequenze superiori, che non sono però multiple della fondamentale, ma tali per cui la differenza di fase anzidetta è un multiplo pari o dispari di π: queste dipendono in numero e in posizione dalle caratteristiche della linea. Il sistema generatore descritto può essere quindi adoperato a produrre forme d'onda complesse per scopi speciali.

1. - Applicazioni di linee elettriche per gli oscillatori.

Nel campo delle onde corte e ultracorte vengono adoperate frequentemente linee elettriche invece di circuiti oscillatòri. Tali linee possono venire usate sia come quadripoli per accoppiamento fra griglia e placca, sia come dipoli analogamente a circuiti risonanti.

Nel primo caso esse sono aperiodiche e chiuse sulla loro impedenza caratteristica, nel secondo caso invece vengono chiuse in corto circuito o lasciate aperte all'estremità lontana, secondo la loro lunghezza, in modo che la loro reattanza di entrata per la frequenza di risonanza assuma valori molto elevati, come avviene per l'impedenza di un circuito oscillatorio.

Le linee elettriche potrebbero venire usate per generare oscillazioni anche per basse frequenze; in tal caso però le eccessive dimensioni che la linea dovrebbe avere se fosse uniforme, consigliano l'impiego di linee artificiali.

Affinchè un circuito con tubo elettronico dotato di reazione entri in oscillazione è necessario che siano soddisfatte le due condizioni di equilibrio relative all'ampiezza ed alla fase (1): la reazione dovuta

(1) H. Barkhausen: Lehrbuch der Elektronen-Röhren. 3. Band: Rückkopplung - S. Hirzel, Leipzig, 1935, p. 9.

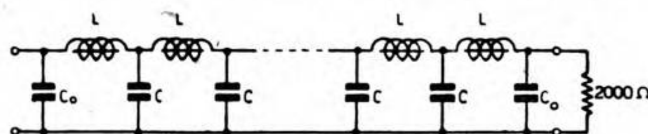
all'accoppiamento esterno deve essere tanto grande da generare almeno la tensione alternata necessaria per mantenere le oscillazioni alla griglia, e le tensioni di griglia e di placca devono presentare una differenza di fase di 180°, una rispetto all'altra.

In una linea elettrica artificiale l'attenuazione e la fase possono assumere valori variabilissimi, ma in generale la prima non varia bruscamente in un piccolo intorno di una frequenza di risonanza e quindi il valore della frequenza di oscillazione propria è stabilito dalle condizioni di fase.

Le possibilità offerte dall'uso di una linea elettrica artificiale per l'accoppiamento tra placca e griglia di un oscillatore sono state oggetto di un'indagine sperimentale, di cui verrà ora riferito, ed in particolare si è esaminato il caso di una linea del tipo di filtro passa-basso e quello di una linea del tipo a croce.

2. - Oscillatore con linea artificiale passa-basso.

In questo primo tipo di oscillatore la linea artificiale è costituita da 100 cellule, ognuna formata da una induttanza di 40 mH e da un condensatore da 10 000 μμF (fig. 1): la frequenza frontiera f_c è 16 000 Hz,



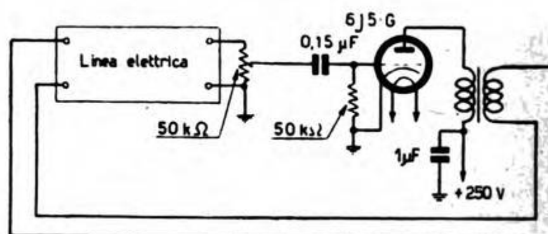


Fig. 1. — Schema della linea elettrica a T: $C = 10\,000$ μμF, $C_0 = 5000$ μμF, $L = 40$ mH.

Fig. 2. — Schema elettrico dell'oscillatore.

la resistenza caratteristica a frequenza sufficientemente lontana dalla frequenza frontiera è 2000 Ω.

L'accoppiamento fra la placca e l'entrata della linea viene fatto attraverso un trasformatore abbassatore, fra l'uscita della linea e la griglia, direttamente (fig. 2). La differenza di fase che la linea introduce,

$\alpha = 2 \operatorname{arcsen} (f/f_c)$, è rappresentata dalla curva riportata nella figura 3. L'attenuazione introdotta fino alla frequenza frontiera dipende soltanto dalla resistenza delle cellule ed è abbastanza piccola (3 ÷ 4 decibel)

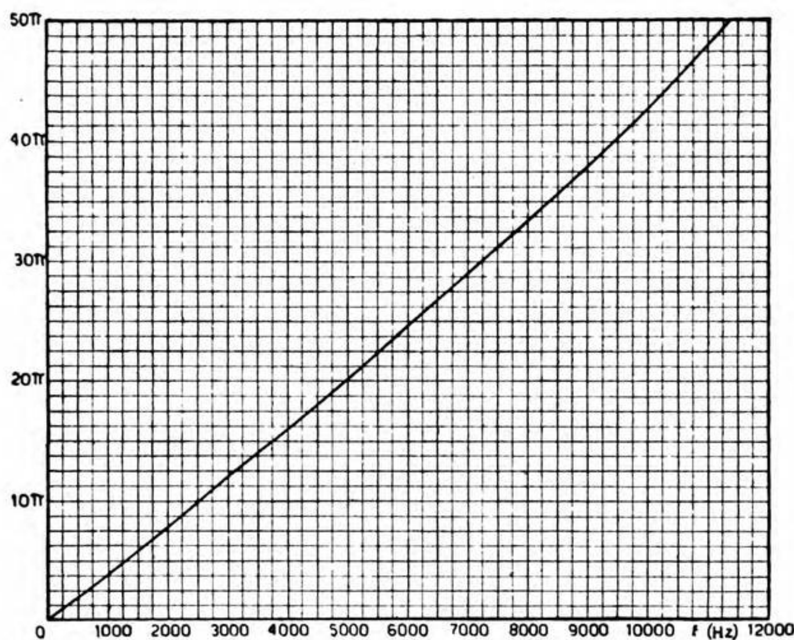


Fig. 3. — Differenza di fase introdotta dalla linea elettrica, in funzione della frequenza.

fino a 1500 Hz; poi cresce rapidamente, com'è mostrato nella figura 4, dato che il fattore di qualità delle bobine è piuttosto basso, cioè intorno a 10.

Per l'elevato coefficiente di amplificazione del tubo 6J5-G, la condizione di oscillazione nei riguardi dell'ampiezza è soddisfatta per una estesa gamma di frequenza.

In questa gamma, come si vede, la fase cresce linearmente con la frequenza e raggiunge rapidamente valori pari a multipli elevati di π. Oltre alla linea artificiale, l'altro organo del circuito che introduce una variazione di fase φ_t sensibile è il trasformatore, ma questa in genere è assai prossima a 0 oppure prossima a π, secondo il senso di collegamento. Le frequenze della banda passante per le quali può aversi oscillazione sono quelle per le quali la differenza di fase tra griglia e placca è 180°.

Quando il trasformatore è inserito in modo da non introdurre variazione di fase, le frequenze di oscillazione sono quelle per le quali la linea è lunga π, 3π, 5π, ... , ossia, data la linearità della variazione di fase con la frequenza, f_0 (corrispondente a π), $3 f_0$, $5 f_0$, ... ; cioè l'oscillazione

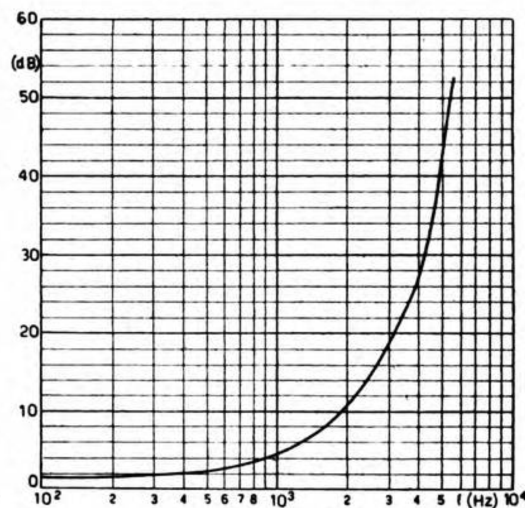


Fig. 4. — Attenuazione introdotta dalla linea elettrica, in funzione della frequenza.

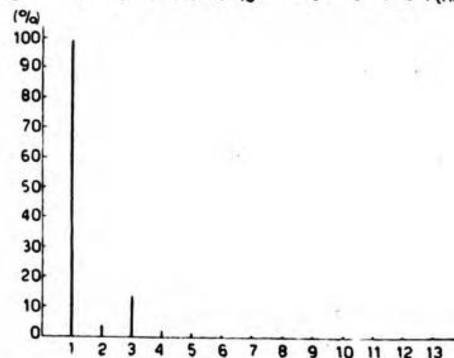


Fig. 5. — Analisi armonica della tensione il cui oscillogramma è riportato nella figura 6 *a*: in ascisse l'ordine dell'armonica, in ordinate la sua ampiezza come percentuale dell'ampiezza della fondamentale.

base ha frequenza f_0, ed è ricca di armoniche dispari. Quando invece il trasformatore introduce una variazione di fase π, le frequenze di oscillazione sono quelle per le quali la variazione di fase dovuta alla linea è 2π, 4π, 6π, ... e quindi l'oscillazione base ha la frequenza $2 f_0$ ed è ricca di armoniche pari.

Di tutto ciò si è avuta piena conferma sperimentale. Quando il trasformatore non introduce variazione di fase la frequenza di oscillazione, corrispondente alla variazione di fase π della linea, è 250 Hz. L'oscillazione è molto ricca di armoniche (fig. 5), com'è naturale avvenga per

un oscillatore con impedenza del circuito anodico pressochè costante in un campo molto vasto di frequenze; le armoniche dispari (3^a e 5^a) predominano per le ragioni dette. Gli oscillogrammi *a*, *b* della figura 6 mostrano la forma della tensione all'entrata della linea artificiale.

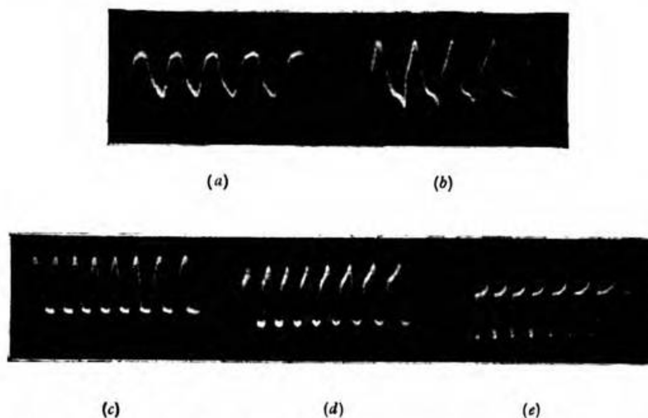


Fig. 6. — Oscillogrammi delle tensioni generate con la linea elettrica a T: *a*), *b*), per $\varphi_t = 0$ e $V_{0g} = -6$ V e $-12{,}5$ V rispettivamente ($f = 250$ Hz); *c*), *d*), *e*), per $\varphi_t = \pi$ e $V_{0g} = -7$ V, $-10{,}5$ V e $-16{,}5$ V rispettivamente ($f = 500$ Hz).

Questi risultati sono stati ottenuti con basso valore di reazione (regolata per mezzo del potenziometro che appare nello schema) in modo che la tensione negativa di griglia (ottenuta per polarizzazione automatica) si mantenga su un valore di —6 V, per il quale il tubo oscilla in classe A. Con un accoppiamento di reazione più forte e quindi maggiore tensione alternativa di griglia incomincia ad apparire, non lontano dal valore di interdizione (—15 V), una deformazione nella semionda dell'oscillogramma e le armoniche pari acquistano maggiore importanza.

Quando il trasformatore introduce una variazione di fase di π, la frequenza di oscillazione è 500 Hz, corrispondente ad una rotazione di fase introdotta dalla catena pari a 2π. L'oscillazione è molto ricca di armoniche pari e ha un carattere diverso, secondo il valore della tensione base di griglia (fig. 6 *c*, *d*, *e*). Quando il tubo lavora in classe A con —7 V di griglia, la forma d'onda è quasi triangolare, limitata nella parte inferiore dalla presenza della corrente di griglia, mentre quando si giunge all'interdizione si ha limitazione nella parte superiore per l'assenza di corrente di placca dovuta agli elevati negativi.

È da notare però che la variazione di fase con la frequenza non è esattamente lineare e quindi l'oscillazione è composta di frequenze armoniche, cioè in rapporto fra loro secondo i numeri interi, per un fenomeno di sincronizzazione che la frequenza base esercita su quelle

superiori. A ciò è dovuta anche la forte diversità fra l'intensità della riga di frequenza base e di quelle di frequenze armoniche. Queste non sono, almeno per quelle di ordine superiore a 3 o 4, oscillazioni indipendenti, che non potrebbero innescarsi dato che l'accoppiamento è insufficiente, ma il risultato di una distorsione dell'onda fondamentale favorita dall'esistenza di rapporti di fase molto vicini a multipli di π. Le armoniche sono presenti fino ad un ordine assai elevato ($20 \div 22$) con intensità relativa ancora apprezzabile, di qualche unità su mille.

3. - Oscillatore con linea artificiale a croce.

Il fenomeno di sincronizzazione fra le varie oscillazioni non si verifica per linee elettriche nelle quali la legge di variazione della fase in funzione della frequenza si scosta notevolmente dalla linearità, come ad esempio nel caso della linea a croce di figura 7: le 4 sezioni di questa sono co-

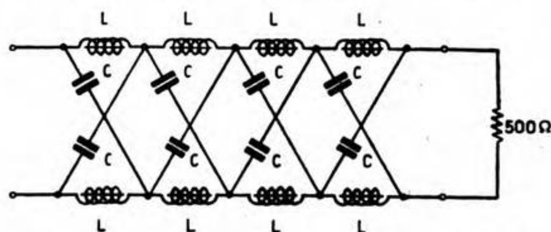


Fig. 7. — Schema della linea elettrica a croce: $C = 0{,}5\ \mu F$, $L = 130$ mH.

stituite da induttanze di 130 mH e da capacità di 0,5 μF; la resistenza caratteristica è di 500 Ω. La variazione della fase in funzione della frequenza è rappresentata nella figura 8, mentre nella figura 9 è indicato come varia l'attenuazione.

Anche qui il fenomeno cambia radicalmente, secondo che il trasformatore introduca o no una variazione di fase di π.

Quando il trasformatore non introduce variazione di fase, con un accoppiamento basso, il tubo oscilla per quella frequenza cui corrisponde, con la minore attenuazione, una differenza di fase opportuna; ciò avviene per un valore di questa pari a 3π, con frequenza di 1400 Hz; nelle figure 10 *a* e 11 *a* sono mostrati l'oscillogramma della tensione anodica e la sua analisi armonica.

Aumentando l'accoppiamento sorge una seconda oscillazione, quella per la quale la linea dà uno spostamento di fase di π, che è di 247 Hz. Compare inoltre la frequenza metà di 247 con le sue armoniche (figure 10 *b* e 11 *b*).

Quando il trasformatore introduce una variazione di fase di π, con un accoppiamento basso il tubo oscilla per la frequenza che ha lo spostamento di 4π che la catena da sola introdurrebbe solamente a

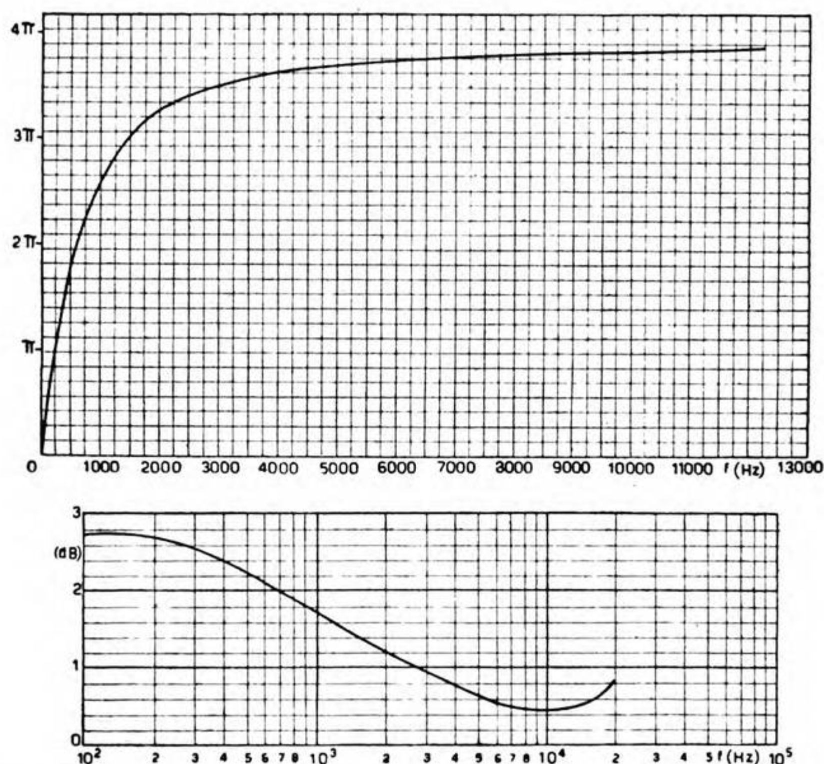


Fig. 8. — Spostamento di fase introdotto dalla linea elettrica a croce, in funzione della frequenza.

Fig. 9. — Attenuazione introdotta dalla linea elettrica a croce, in funzione della frequenza.

frequenza infinita, ma che, tenendo conto dello spostamento addizionale dovuto agli altri elementi del circuito, si verifica per 11 200 Hz (fig. 10 *c*).

Aumentando l'accoppiamento sorge una seconda oscillazione di frequenza minore, dato che l'attenuazione della linea diminuisce con il crescere della frequenza; precisamente la nuova frequenza è quella per la quale la linea dà uno spostamento 2π, cioè 600 Hz. Si ha quindi anche qui una forma d'onda complessa che è dovuta alla intermodulazione delle due frequenze ed è rappresentata nella figura 10 *d*.

Oscillatori con linea amplificata a T possono venire usati per generare tensioni molto ricche di armoniche. L'oscillatore con linea artificiale a croce mostra un caso interessante della possibilità di far oscillare

un unico tubo allo stesso tempo su due frequenze sulle quali si ha pieno comando.

L'uno e l'altro illustrano efficacemente l'importanza predominante della fase nella determinazione della frequenza di oscillazione.

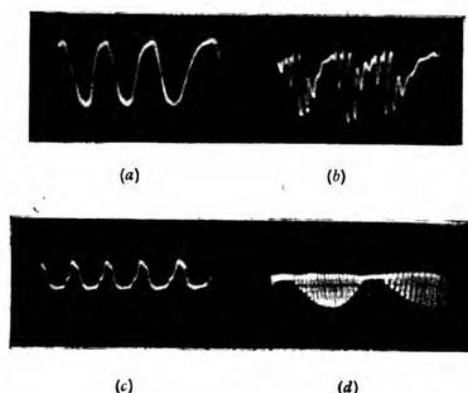


Fig. 10. — Oscillogrammi delle tensioni generate con la linea elettrica a croce: *a*), per $\varphi_t = 0$ e $V_{0g} = -11{,}25$ V ($f = 1400$ Hz); *b*), per $\varphi_t = 0$ e $V_{0g} = -13$ V ($f = 247 + 1400$ Hz); *c*), per $\varphi_t = \pi$ e $V_{0g} = -13{,}5$ V ($f = 11\,200$ Hz); *d*), per $\varphi_t = \pi$ e $V_{0g} = -5$ V ($f = 600 + 11\,200$ Hz).

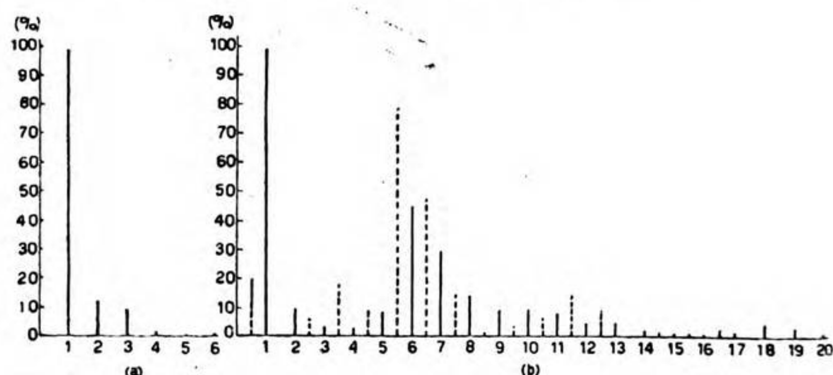


Fig. 11. — Analisi armonica delle tensioni il cui oscillogramma è riportato rispettivamente nella figura 10 *a* e *b*.

Esprimo i miei vivi ringraziamenti al dott. ing. M. Carenzi per il suo costante incoraggiamento e per il permesso di pubblicazione del presente articolo, e al sig. A. Colombo che ha rilevato le curve e gli oscillogrammi pubblicati.

Milano - Laboratori S. A. F. A. R.

GENERATORE DI FREQUENZE CAMPIONE PER MISURE DI ALTA PRECISIONE

MARIO BOELLA

Si descrive un'apparecchiatura di laboratorio, con la quale, mediante procedimenti di moltiplicazione, divisione e somma, da una frequenza campione di 100 kHz si ottiene, isolatamente e senza possibilità di equivoci, ciascuna frequenza di una serie di oltre 55 000 valori nel campo da 10 kHz a 30 MHz, tutti esattamente riportabili a quella campione, mediante operazioni semplici di moltiplicazione e divisione per numeri interi, con un intervallo tra l'uno e l'altro che da un massimo di 3 kHz, nella parte superiore del campo, progressivamente decresce, fino a circa 2 Hz, verso le frequenze più basse. Mediante questa apparecchiatura, con l'ausilio di un adatto interpolatore e con un generatore campione di 100 kHz, di conveniente precisione, è possibile eseguire misure di frequenza entro tutto il campo citato, con un'approssimazione non meno di 10^4 volte migliore di quella con cui l'interpolatore misura la differenza tra la frequenza incognita e la più prossima ad essa, tra quante l'apparecchiatura può fornire.

1. - Premessa.

Le origini dell'apparecchiatura, che qui si descrive e che fu sviluppata presso l'Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della R. Marina, in Livorno, risalgono al principio del 1931, quando, in occasione di misure e confronti internazionali di frequenza (1), cui non bene si adattava il metodo di demoltiplicazione statica precedentemente elaborato dal Vecchiacchi (2), questi stesso dette il primo indirizzo sulla nuova strada, di associare i due principi di moltiplicazione e di somma delle frequenze, per confrontare una frequenza incognita con quella assai diversa di un piezooscillatore campione. Attuato dapprima con mezzi di fortuna e quindi con soluzioni di ripiego, che variavano di volta in volta, secondo il valore della frequenza incognita, il nuovo procedimento di misura dimostrò tosto tali vantaggi di rapidità e di facilità

(1) U. Ruelle: Misure assolute di frequenza alla ricezione - L'Elettrot., 1931, XVIII, p. 202.

(2) F. Vecchiacchi: Banco di demoltiplicazione statica per la misura di frequenze sino a 10^8 cicli/sec - Dati e Memorie sulle Radiocomunicazioni, 1930, II, p. 533.

d'impiego che fu deciso di attuarne una soluzione organica e stabile, la quale permettesse determinazioni di frequenza per tutte le necessità che si potevano presentare all'Istituto. A tal fine venne in un primo tempo composta in forma sperimentale un'apparecchiatura provvisoria, nella quale furono applicati procedimenti di divisione di frequenza accanto a quelli di moltiplicazione e somma, per allargare il campo di misura e dare allo schema generale del dispositivo una più razionale struttura: nacque così il concetto di formazione decadica delle frequenze. In sèguito, con l'esperienza dei successivi sviluppi dell'apparecchiatura sperimentale, ne venne progettata una in forma stabile, quella ora descritta, la cui costruzione, protrattasi per circa tre anni a causa di difficoltà derivanti dalla relativa scarsità di mezzi tecnici a disposizione, fu ultimata sul principio del 1939.

L'uso di procedimenti di somma di frequenze, in associazione con quelli di divisione e moltiplicazione, in apparecchiature per la misura di frequenze, concettualmente non è ormai più una novità; tuttavia sembra che in nessun caso ne sia stata fatta sinora applicazione così ampia ed organica, come nell'apparecchiatura che qui si descrive. Così nella installazione sviluppata dalla Marconi (3) le armoniche di 0,1, 1, 10 e 100 kHz vengono tutte insieme mescolate ed il risultante spettro di frequenze è utilizzato per la verifica di due oscillatori d'interpolazione; è però necessario che questi abbiano un elevato potere discriminatore e quindi un numero considerevole di gamme d'onda ed una notevole stabilità di frequenza, per non confondere l'una con l'altra frequenza del ricchissimo spettro disponibile, e tuttavia occorre una certa esperienza e particolare attenzione nel riconoscere la frequenza scelta, quando il lungo uso dell'apparato abbia determinato piccoli giuochi e inevitabili alterazioni nella taratura degli oscillatori d'interpolazione. In altri complessi di misura, costruiti presso vari laboratori (4) (5), è stato seguito analogo principio, con la formazione di un unico spettro di frequenze, ottenuto con la combinazione delle armoniche di multipli e sottomultipli decimali di 1 kHz, e l'uso di uno o più oscillatori d'interpolazione. Anche nell'originale apparecchiatura studiata presso l'I.E.N. di Torino (6) si fa uso direttamente dello spettro di armoniche di 10 kHz e quindi permangono le difficoltà di distinguere l'una dall'altra frequenza dello spettro, quando il rapporto armonico è elevato; nello scritto ora citato è già fatta menzione del procedimento di formazione di una frequenza, partendo da alcuni valori fissi, mediante opportune combinazioni di

---

(3) N. Lea a. K. R. Sturley: Frequency measuring equipment - Marconi Rev., 1938, VI (70), p. 1.

(4) B. Decaux: Les mesures de fréquence au Laboratoire National de Radio-électricité - Onde Él., 1936, XV, p. 411.

(5) A. Sabbatini: La misura precisa delle radiofrequenze - A. F., 1936, V, p. 630.

(6) E. Fubini-Ghiron e P. Pontecorvo: Miglioramenti nella esecuzione delle misure di frequenza - A. F., 1938, VII, p. 731.

moltiplicazioni e somme, ma con tale accenno gli autori intendevano appunto riferirsi al sistema adottato nell'apparecchiatura per misure di frequenze in costruzione a Livorno, di cui essi erano a conoscenza.

L'unico esempio, nella letteratura tecnica precedente, di dispositivo per la misura di frequenze, il quale presenti certi punti di affinità con quello attuale, sembra sia quello esposto, diversi anni addietro, da Polkinghorn e Roetken (7). In esso pure, infatti, le armoniche dei vari multipli decimali di 10 kHz sono utilizzate separatamente e successivamente, cosicchè si evitano le possibilità di confusioni ed errori; ma nell'applicazione di questo concetto è seguita una via sostanzialmente diversa, trattandosi di un'apparecchiatura esclusivamente ricevitrice, studiata unicamente per misurare la frequenza di un'oscillazione ad essa applicata, in un campo relativamente limitato di valori, da 5 a 30 MHz.

2. - Schema di principio dell'apparecchiatura.

Il concetto di comporre una determinata frequenza mediante decadi di valori fissi, tra i quali si possa scegliere uno per ciascuna decade e quindi sommarli, ha avuto indubbiamente spunto dall'esempio di formazioni per decadi nel campo delle resistenze o delle capacità, ma ha dovuto essere sviluppato in un modo un po' diverso.

La decade di frequenze non è ottenuta con un procedimento additivo, come una decade di resistenze o di capacità, ma con un procedimento moltiplicativo; i suoi successivi termini non si formano sommando un progressivo numero di valori uguali, ma sono successivi multipli di un valore base, cioè sono i termini di una serie di armoniche, che vengono una ad una messe in evidenza mediante un opportuno sistema selettivo. Volendo attuare questo in modo semplice, mediante circuiti oscillatòri con variazione continua della capacità, dati i rapporti tra i valori estremi di capacità di un condensatore variabile praticamente attuabili, si deve limitare il rapporto tra le frequenze estreme della decade ad un valore non superiore a 3, ma anche minore possibilmente; così, invece di disporre le successive frequenze della decade secondo i multipli da 1 a 10 della frequenza base, conviene ad esempio disporli secondo i multipli da 10 a 20, oppure da 9 a 18, per le ragioni che in sèguito appariranno.

D'altra parte l'adozione di decadi di frequenze secondo multipli da 1 a 10, qualora anche si volesse in modo diverso risolvere il problema del dispositivo selettore, risulterebbe sconsigliabile anche per altro motivo. Infatti il procedimento usato per sommare a due a due le frequenze scelte dalle varie decadi, cioè una mescolazione delle due oscillazioni in un circuito non lineare con successiva selezione della frequenza somma, esige che il rapporto tra la minore e la maggiore delle due frequenze

(7) F. A. Polkinghorn a. A. A. Roetken: A device for the precise measurement of high frequencies - Proc. I. R. E., 1931, XIX, p. 937.

componenti sia abbastanza elevato, perchè tale selezione riesca possibile con mezzi semplici. Ora con una decade secondo multipli da 1 a 10 si raggiungerebbe per questo rapporto un valore di 1/100, eccessivamente basso, mentre che il valore del 5/100 che si ha nelle peggiori condizioni con una decade per multipli da 10 a 20 (o da 9 a 18) consente una buona selezione della frequenza somma con un solo circuito oscillatorio.

Un esempio numerico renderà più chiaro questo concetto: considerando il caso di due decadi formate di multipli di 0,1 e 1 MHz, la condizione più sfavorevole per la selezione si ha quando si voglia sommare la frequenza più alta della seconda decade con la più bassa della prima; adottando decadi di valori da 1 a 10, tali due frequenze risulterebbero rispettivamente di 10 e di 0,1 MHz e quindi la frequenza somma differirebbe soltanto del 2 % dalla frequenza differenza, dalla quale, come si vedrà, dev'essere discriminata; invece con due decadi di valori da 9 a 18, nella stessa condizione considerata le due frequenze da sommare risultano di 18 e di 0,9 MHz e lo scarto relativo tra la frequenza somma e quella differenza sale al 10 %.

Si deve però anche tener presente che le difficoltà pratiche di creare ed isolare le armoniche, per la formazione della decade, crescono rapidamente con l'ordine dell'armonica e sono tanto più gravi quanto più alto è il valore della frequenza base. Ma l'esperienza ha mostrato che un rapporto di armonica 20, almeno per frequenze non molto alte, è attuabile facilmente.

In base alle considerazioni esposte è nato lo schema generale di apparecchiatura, che è mostrato nella figura 1. In esso l'oscillazione primaria con frequenza di 100 kHz, proveniente da un piezooscillatore campione, giunge all'amplificatore 2 e viene quindi smistata a sincronizzare gli oscillatori 1 e 3, rispettivamente di 1000 e di 10 kHz; il secondo di questi a sua volta sincronizza l'oscillatore 4 di 1 kHz. Si ottengono così quattro frequenze (1, 10, 100 e 1000 kHz), esattamente multiple e sottomultiple decimali di quella del campione primario.

Da queste quattro frequenze base se ne ricavano altre quattro, loro multiple secondo rapporti variabili ad arbitrio da 10 a 20 per la prima, da 9 a 18 per la seconda e la terza e da 4 a 8 per la quarta; ciò è ottenuto mediante quattro oscillatori sincronizzati su armonica, contrassegnati coi numeri da 8 a 5 nello schema della figura 1. Si è limitata la quarta serie ai rapporti da 4 a 8 di 1000 kHz, anzichè ricavarne una decade di frequenze come le altre, per le difficoltà di avere un buon funzionamento su armoniche più elevate; ma si pensa che attualmente con l'adozione di tubi più moderni, ad elevata transconduttanza, tale difficoltà dovrebbe essere facilmente superata.

Sommando, mediante successive combinazioni, le frequenze scelte dalle quattro citate serie di valori (da 10 a 20, da 90 a 180, da 900 a 1800 e da 4000 a 8000 kHz) è possibile ottenere una qualunque, ed una sola per volta, di tutte le frequenze comprese tra 5 e 10 MHz e multiple di 1 kHz: cioè una serie di 5001 valori di frequenza. Per far ciò si mesco-

lano prima in un modulatore bilanciato le uscite dei moltiplicatori 7 e 8, si seleziona la frequenza somma, questa a sua volta si mescola con l'uscita del moltiplicatore 6 e così via.

L'oscillazione risultante, variabile da 5 a 10 MHz per successivi salti di 1 kHz, viene amplificata in 13 e utilizzata direttamente; oppure

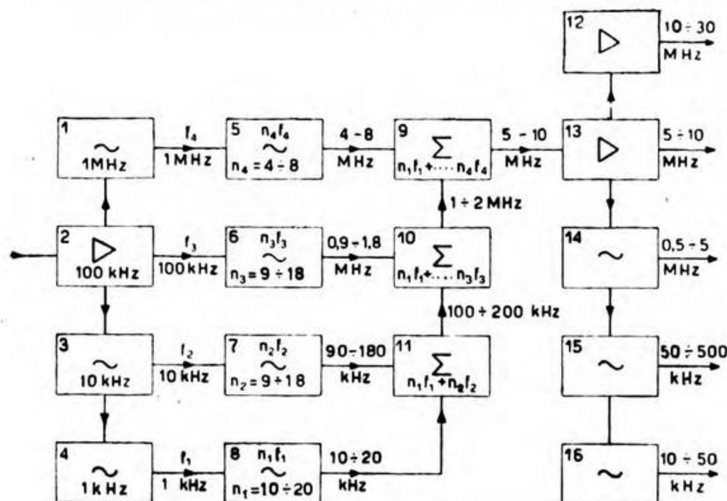


Fig. 1. — Schema di principio dell'apparecchiatura.

la sua frequenza viene moltiplicata secondo rapporto 2 o 3, nell'amplificatore moltiplicatore 12 o infine viene successivamente demoltiplicata, per mezzo degli oscillatori sincronizzati 14, 15 e 16, per coprire tutta la gamma di frequenze da 10 kHz a 30 MHz.

La precisione conseguibile nella misura di una frequenza qualsiasi mediante quest'apparecchiatura dipende per un lato dall'esattezza con cui si conosce la frequenza del campione primario a 100 kHz e per l'altro dall'accuratezza con cui si riesce ad interpolare tra l'una e l'altra delle frequenze generate. Sotto il primo riguardo l'imprecisione è evidentemente quella stessa del campione; sotto il secondo riguardo invece l'imprecisione massima che si può commettere sta a quella propria dell'interpolatore, per un valore di frequenza pari alla metà del « passo » della scala di frequenze del generatore, nel rapporto tra detto valore e quello della frequenza incognita che si vuol misurare. Questo rapporto per l'apparecchiatura descritta è nel caso più sfavorevole uguale a 10^{-4}, come si può vedere ad esempio considerando la frequenza più bassa del campo che va da 5000 a 10 000 kHz, per il quale il « passo » è di 1 kHz; per gli altri campi di frequenza, ottenuti da questo per moltiplicazioni o demoltiplicazioni, i limiti di precisione conseguibili rimangono evidentemente gli stessi.

3. - Generatori delle frequenze base.

L'amplificatore 2 per l'oscillazione di 100 kHz è formato da un solo stadio con pentodo AF7; dal suo circuito oscillatorio anodico, con una tensione a radiofrequenza di una decina di volt di ampiezza applicata alla griglia di comando, si ricava un'ampiezza di tensione alternativa

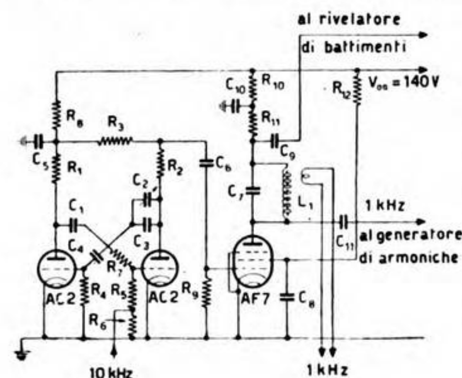


Fig. 2. — Schema del generatore della frequenza base di 1 kHz.

C_1 = 0,1 μF	R_1 = 1 kΩ
C_2 = 250 μμF	R_2 = 20 kΩ
C_3 = 600 μμF	R_3 = 2 kΩ
C_4 = 0,01 μF	R_4 = 0,5 MΩ
C_5 = 4 μF	R_5 = 0,5 MΩ
C_6 = 0,01 μF	R_6 = 0,1 MΩ
C_7 = 0,0127 μF	R_7 = 50 kΩ
C_8 = 1 μF	R_8 = 20 kΩ
C_9 = 0,1 μF	R_9 = 1 MΩ
C_{10} = 1 μF	R_{10} = 10 kΩ
C_{11} = 0,01 μF	R_{11} = 1 kΩ
L_1 = 2 H	R_{12} = 50 kΩ

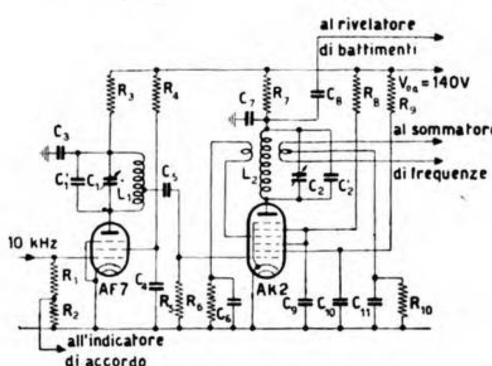


Fig. 3. — Schema del generatore di armoniche 7.

C_1 = 700 μμF	L_1 = 4,2 mH
C'_1 = 100 μμF	L_2 = 4,2 mH
C_2 = 700 μμF	R_1 = 3 MΩ
C'_2 = 100 μμF	R_2 = 10 kΩ
C_3 = 0,1 μF	R_3 = 1 kΩ
C_4 = 0,1 μF	R_4 = 3 MΩ
C_5 = 0,001 μF	R_5 = 0,1 MΩ
C_6 = 0,001 μF	R_6 = 10 kΩ
C_7 = 0,01 μF	R_7 = 10 kΩ
C_8 = 0,01 μF	R_8 = 20 kΩ
C_9 = 0,1 μF	R_9 = 1 kΩ
C_{10} = 0,1 μF	R_{10} = 0,1 MΩ
C_{11} = 0,001 μF	

di poco inferiore alla tensione continua di alimentazione anodica (140 V) e più che sufficiente per comandare il successivo generatore di armoniche 6.

Il moltiplicatore di frequenza 1 è costituito in modo analogo ai generatori di armoniche, che saranno descritti nel successivo paragrafo, con quelle semplificazioni che derivano dal rapporto fisso di moltiplicazione.

I due demoltiplicatori di frequenza 3 e 4 sono attuati mediante due multivibratori di tipo simmetrico con triodi AC2, ciascuno seguito da un amplificatore con pentodo AF7 e circuito anodico accordato, per ricavarne un'oscillazione sinusoidale di sufficiente ampiezza. Nella figura 2 è mostrato lo schema elettrico del secondo demoltiplicatore, per passare dalla frequenza di 10 000 a quella di 1000 Hz; l'induttore L_1

del circuito oscillatorio selettore è munito di nucleo cilindrico di materiale magnetico per radiofrequenza (ferrocart), con diametro di 2,5 cm e lunghezza di 5 cm, circa: il fattore di qualità a 1000 Hz è risultato circa 50; la sincronizzazione si verifica acusticamente prelevando la caduta di tensione che la corrente anodica del tubo amplificatore determina nella resistenza R_{11}: si ode un suono puro di 1000 Hz quando il multivibratore è sincronizzato e si avverte agevolmente il cambiamento del suono, per il comparire di frequenze di battimento, quando si esce dall'intervallo di sincronizzazione. Per il primo demoltiplicatore lo schema elettrico è identico, con la sola differenza di un diverso valore delle capacità C_2 e C_3 del multivibratore (un condensatore fisso di 250 μμF ed uno variabile con 100 μμF di capacità massima) e di altri valori dell'induttanza e della capacità del circuito selettore (72 mH, 3500 μμF).

Data la poca stabilità di frequenza dei multivibratori, il circuito selettore serve anche ad accertarsi che il rapporto di demoltiplicazione sia 10: in tale condizione infatti è massima, per la risonanza del circuito, la corrente di griglia del primo tubo del successivo generatore di armoniche e questa può essere posta in evidenza al momento opportuno, derivando uno strumento indicatore sulla resistenza R_2 dello schema del generatore di armoniche (fig. 3).

Le quattro frequenze base sono portate a morsetti esterni dell'apparecchiatura, per eventuali necessità, e la tensione disponibile ha un valore di una diecina di volt, a vuoto, ed è fornita da un secondario avvolto sull'induttore L_1 dell'amplificatore.

4. - Generatori di armoniche.

Ciascuno dei generatori di armoniche è costituito da uno stadio amplificatore e selettore di armoniche, con pentodo AF7 fortemente distorcente, seguito da un ottodo AK2, autooscillatore sincronizzato sull'armonica prescelta (fig. 3).

Il tubo AF7 deve funzionare in classe C con angolo di circolazione molto piccolo, per poter dare uniforme risalto a tutte le armoniche desiderate; ciò è stato ottenuto inserendo una resistenza zavorra R_4 di valore molto elevato in serie sull'alimentazione della griglia schermante del tubo. Nella figura 4 sono indicati, quale esempio, i valori di ampiezza della tensione a radiofrequenza raccolta sul circuito oscillatorio anodico $L_1 C_1$, per le successive armoniche da 4 a 9 di 1000 kHz, con vari valori della resistenza di caduta R_4.

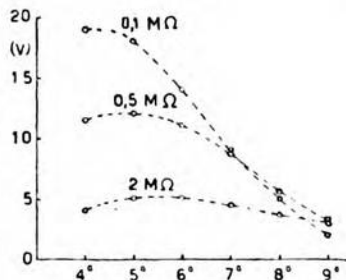


Fig. 4. — Comportamento del selettore di armoniche 5, per vari valori della resistenza R_4.

L'ottodo AK2 oscillatore è sincronizzato sulla prima griglia; la sin-

cronizzazione risulta forte ed uniforme per tutte le armoniche ed è verificata acusticamente, prelevando la tensione a frequenza di battimento dalla resistenza R_7, attraverso la quale è alimentato l'anodo del tubo. Una certa attenzione va posta nella scelta della capacità C_7, che serve per derivare a terra la corrente di radiofrequenza, perchè assolva soddisfacentemente tale compito e d'altra parte per la frequenza acustica di battimento non rappresenti un'ammettenza troppo bassa in parallelo con R_7; si è trovato che un valore di 0,01 μF soddisfa bene ambedue le esigenze, fatta eccezione nel generatore di armoniche per la serie di frequenze più basse (10÷20 kHz), per il quale si è preferito adottare uno schema identico a quello dell'amplificatore successivo al multivibratore (fig. 2), per prelevare l'oscillazione a frequenza di battimento. Per la serie di frequenze più basse, dato il più scarso valore del coefficiente di risonanza dei circuiti, si è giudicato prudente far seguire l'oscillatore da un circuito risonante purificatore, per ridurre lo spettro di frequenze laterali; questo è portato dalla modulazione dell'oscillatore determinata dalla sincronizzazione ed è composto di una serie di righe scalate per successivi multipli di 1 kHz.

5. - Sommatori di frequenze.

I sommatori di frequenze sono modulatori bilanciati attuati mediante tubi convertitori AK2, usati come semplici mescolatori (fig. 5). Lo schema bilanciato con due tubi ha il pregio di eliminare (o almeno ridurre fortemente, se i due tubi non sono perfettamente uguali) nella corrente anodica le due frequenze componenti, delle quali specialmente la più alta è quella di maggior disturbo; restano così solamente le due frequenze somma e differenza di quelle applicate, che sono facilmente separabili mediante il circuito oscillatorio anodico, essendo maggiormente scostate l'una dall'altra ed essendo uguali le ampiezze delle rispettive componenti.

In effetto si è constatato che, avendosi per i circuiti oscillatòri valori di coefficiente di risonanza variabili tra 150 e 200 secondo la frequenza, la separazione della frequenza somma è praticamente perfetta e il residuo spettro di frequenze laterali, nell'oscillazione finale risultante, ha in ogni caso righe di ampiezze così modeste, che non vi è pericolo di errori o dubbi, anche nell'esecuzione delle misure più delicate di frequenze di radiotrasmettitori lontani.

La tensione a radiofrequenza ai capi del circuito oscillatorio dell'ultimo sommatore (9 nella figura 1) ha un'ampiezza variabile tra 20 e 30 V, secondo la frequenza; dai due precedenti sommatori si ottengono tensioni sensibilmente maggiori, grazie al maggior valore della resistenza equivalente dei circuiti.

L'accordo del circuito oscillatorio anodico di ciascun sommatore è effettuato osservando la corrente continua di griglia dello stadio successivo, indicata da un microamperometro che viene derivato, mediante un commutatore, sulle varie resistenze come R_5 della figura 5.

6. - Moltiplicatore e demoltiplicatori di frequenze.

L'oscillazione fornita dall'ultimo sommatore, con frequenza variabile tra 5 e 10 MHz per successivi salti di 1 kHz, viene amplificata in 13 da uno stadio selettivo con pentodo AF7.

Il moltiplicatore di frequenze 12 è attuato con un triodo AC2 amplificatore in classe C con piccolo angolo di circolazione ed il circuito oscil-

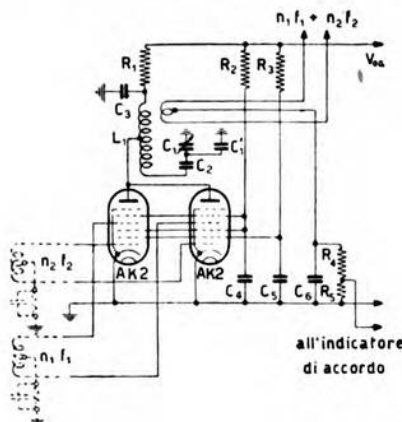


Fig. 5. — Schema del sommatore di frequenze 9.

$C_1 = 700\ \mu\mu F$ $L_1 = 4,2$ mH
$C'_1 = 100\ \mu\mu F$ $R_1 = 1\ k\Omega$
$C_2 = 0,1\ \mu F$ $R_2 = 10\ k\Omega$
$C_3 = 0,1\ \mu F$ $R_3 = 1\ k\Omega$
$C_4 = 0,1\ \mu F$ $R_4 = 0,1\ M\Omega$
$C_5 = 0,1\ \mu F$ $R_5 = 20\ k\Omega$
$C_6 = 0,001\ \mu F$

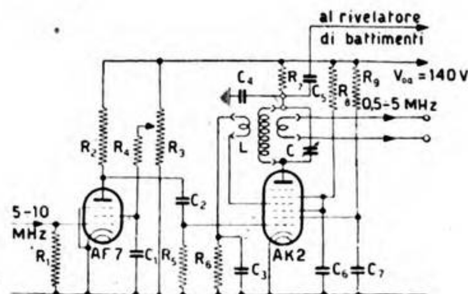


Fig. 6. — Schema del demoltiplicatore di frequenze 14.

$L = 200\text{-}43\text{-}9,2\ \mu H$ $R_1 = M\Omega$
$C = 550\ \mu\mu F$ $R_2 = 10\ k\Omega$
$C_1 = 0,1\ \mu F$ $R_3 = 0,1\ M\Omega$
$C_2 = 0,01\ \mu F$ $R_4 = 50\ k\Omega$
$C_3 = 0,01\ \mu F$ $R_5 = 1\ M\Omega$
$C_4 = 0,01\ \mu F$ $R_6 = 50\ k\Omega$
$C_5 = 0,01\ \mu F$ $R_7 = 10\ k\Omega$
$C_6 = 0,1\ \mu F$ $R_8 = 20\ k\Omega$
$C_7 = 0,1\ \mu F$ $R_9 = 1\ k\Omega$

latorio anodico, mediante due induttori intercambiabili, ricopre il campo di frequenze da 10 a 30 MHz. L'accordo del circuito è effettuato in base all'indicazione di un voltmetro a diodo, sul quale viene inserito, mediante l'apposito commutatore, lo stesso microamperometro già citato per l'accordo degli altri circuiti.

I tre demoltiplicatori di frequenza 14, 15 e 16 sono attuati secondo lo schema della figura 6, il quale consiste di uno stadio di amplificazione aperiodica regolabile, con pentodo AF7, e di un oscillatore sincronizzato in demoltiplicazione, attuato con un ottodo AK2. La regolazione dell'amplificazione, ottenuta variando la tensione di schermo del pentodo, permette di modificare l'intensità di sincronizzazione secondo le neces-

sità, per avere un regolare intervallo di sincronismo entro tutto l'esteso campo di variabilità del rapporto di demoltiplicazione, che va da 2 a 10. Il campo di frequenze di ciascun demoltiplicatore è coperto mediante tre induttori intercambiabili nel circuito oscillatorio; i valori di induttanza e capacità indicati nella figura 6 si riferiscono al primo dei tre demoltiplicatori; per il secondo, con lo stesso valore massimo della capacità variabile, l'induttanza è proporzionata al campo di frequenze, mentre nel terzo è anche raddoppiata la capacità variabile, per ottenere un migliore proporzionamento tra induttanza e capacità, in considerazione della maggiore capacità propria dell'induttore, e per evitare valori della resistenza equivalente del circuito eccessivamente grandi. La verifica della sincronizzazione è effettuata acusticamente, come per gli altri oscillatori sincronizzati, prelevando la tensione a frequenza di battimento dalla resistenza R_7.

7. - Circuiti di verifica per la regolazione.

Lo strumento indicatore per l'accordo dei vari circuiti selettori è un microamperometro da 30 μA, che mediante commutatore può essere derivato su opportune resistenze permanentemente inserite nei circuiti di cui si vuole osservare la corrente. Il commutatore presenta 7 posizioni per le seguenti operazioni di regolazione:

a) accordo dei circuiti filtro delle frequenze di 1 e 10 kHz, per la verifica del rapporto di demoltiplicazione dei multivibratori;

b) accordo dei circuiti selettori dei tre sommatori di frequenze;

c) accordo del circuito oscillatorio dell'amplificatore 13;

d) accordo del circuito oscillatorio del moltiplicatore 12.

Le tensioni a frequenza di battimento prelevate dai vari stadi, come si è detto, per la verifica della sincronizzazione sono portate, mediante un commutatore, ad un tubo AF7 amplificatore, nel cui circuito anodico è inserita la cuffia telefonica. Il commutatore deve presentare 10 posizioni per le seguenti operazioni di regolazione:

a') sincronizzazione dei tre generatori di frequenze base;

b') sincronizzazione dei quattro generatori di armoniche;

c') sincronizzazione dei tre demoltiplicatori di frequenza.

8. - Circuito di alimentazione.

L'accensione di tutti i tubi, a riscaldamento indiretto, è a corrente alternata e questi sono suddivisi in gruppi, sia per evitare di accenderli tutti, nel caso frequente di uso di una parte soltanto dell'apparecchiatura, sia per ripartire su più conduttori di collegamento la corrente.

L'alimentazione anodica è ottenuta da un raddrizzatore monofase a doppia onda, con un tubo 5Z3, e la tensione continua (140 V) è stabilizzata mediante due tubi stabilovolt del tipo STV 280/40, dei quali vengono utilizzate soltanto le due sezioni da 80 mA, con resistenze zavorra a ferro-idrogeno del tipo H 20-60/80.

9. - Attuazione costruttiva.

Tutta l'apparecchiatura è suddivisa in cinque pannelli, portati da un'incastellatura di ferro, più un sesto più grande contenente i circuiti di alimentazione (fig. 7).



Fig. 7. — Viste anteriore e posteriore dell'apparecchiatura.

Sulla fronte dei pannelli uno schema di principio, come quello della figura 1, collega tra loro i vari organi principali di regolazione (cioè i comandi dei condensatori variabili dei vari circuiti) e facilita notevolmente l'uso dell'apparecchiatura, indicando immediatamente l'ordine logico delle operazioni. Inoltre questi vari comandi sono contrassegnati con una numerazione, che ha corrispondenza nella numerazione

delle varie posizioni dei due commutatori, per la verifica di accordo e di sincronizzazione dei circuiti; è immediata così la cognizione della posizione del commutatore, che permette di verificare la regolazione di ciascun comando, e ciò consente una grande speditezza nella manovra dell'apparecchiatura, anche per parte di personale poco pratico, nonostante la sua complessità.

Pure nell'intento di agevolare la manovra, si è attuato per ogni pannello il comando unico del condensatore variabile del sommatore di frequenze con quelli del precedente generatore di armoniche; siccome però l'accordo del circuito del sommatore differisce da quello degli altri circuiti del valore della frequenza aggiunta, mediante un bottone correttore si agisce sulla posizione angolare dello statore del relativo condensatore variabile. L'uso di condensatori variabili con legge perfettamente lineare di frequenza consentirebbe la reciproca completa indipendenza delle due regolazioni, risultando ognuna funzione soltanto di una delle due frequenze sommate; ma la deficiente linearità dei condensatori disponibili nel commercio non ha permesso di conseguire appieno lo scopo desiderato, cosicchè è dubbio se l'utilità del dispositivo sia adeguata alla complicazione costruttiva che ne deriva.

Dei due strumenti di misura che appaiono nella fotografia frontale dell'apparecchiatura, uno è il microamperometro indicatore di accordo e l'altro misura la corrente di griglia di un piezooscillatore, di cui è corredata l'apparecchiatura, per effettuare misure di precisione più modesta, quando non si disponga della frequenza campione esterna.

Per la misura di frequenze elevate di valore qualsiasi, l'interpolatore da usare con l'apparecchiatura descritta può essere un frequenziometro elettronico a lettura diretta oppure un frequenziometro oscillatore a battimenti; questo secondo tipo è forse da preferire per misure di altissima precisione, poichè occorre che l'interpolatore dia un errore non superiore all'1 ‰ del valore di fondo scala, per avere un'approssimazione di $1/10^7$ nella misura della frequenza. Per la misura di frequenze più basse, sotto 100 kHz, quando il «passo» della scala di frequenze diviene inferiore a 10 Hz il valore della frequenza differenziale può anche essere determinato direttamente, mediante un indicatore di battimenti ed un cronometro elettrico.

10. - Conclusioni.

Il generatore di frequenze campione ora descritto è basato, come si è visto, sulla formazione decadica delle frequenze di riferimento, ottenuta a sua volta mediante operazioni di moltiplicazione e di somma su valori fissi di frequenze legate al campione primario. Il dispositivo assicura, con piena indipendenza dalle alterazioni che possono prodursi nelle caratteristiche dei tubi e dei circuiti con l'andar del tempo, la rapida composizione della frequenza che si vuole utilizzare e la conoscenza del suo valore senza pericolo di incertezza o di confusione.

TRASDUTTORI AUTOMATICI DI SEGNALI TELESELETTIVI A FREQUENZA FONICA

FRANCESCO LUCANTONIO

Dopo alcune considerazioni generali sui sistemi di teleselezione, vengono descritti vari tipi di trasduttori a frequenza fonica. In particolare si analizza minutamente il funzionamento di quelli attualmente adoperati nella rete nazionale. Per essi viene data un'interpretazione schematica e topografica delle relative catene di comando a relè, in relazione con una facile lettura dei concatenamenti di circuiti nei rispettivi schemi elettrici.

1. - Considerazioni sui sistemi di teleselezione.

L'introduzione di automatismi nelle comunicazioni telefoniche a grande distanza produce l'effetto di trasformare a mano a mano le reti interurbane, le quali dalla configurazione poligonale assumono per gradi quella radiale, conseguendosi con ciò un forte risparmio nel numero di circuiti colleganti i vertici della rete ed un risparmio ancora maggiore nelle relative canalizzazioni o palificazioni. D'altra parte una rete già esistente, a configurazione poligonale, soprattutto se provvista di cavi di forte potenzialità, può, con relativa facilità, essere trasformata in una rete a configurazione stellare, automatizzando i circuiti e raggruppandoli opportunamente in potenti fasci di collegamento. Il Mayer ha classificato le reti urbane, partendo dalle centrali urbane, suburbane e rurali, il cui aggregato può costituire il cosiddetto distretto telefonico interurbano, con un raggio non superiore a 35 km; l'insieme di più distretti telefonici origina una rete detta di distribuzione e le relative centrali, con un raggio totale di circa 140 km, sono generalmente connesse con le centrali automatiche urbane più importanti dei distretti; l'insieme di più reti di distribuzione gravita su una centrale di smistamento con un raggio utile di circa 700 km; l'insieme di più centrali di smistamento su una centrale di transito con un raggio utile di circa 3500 km; le centrali di transito infine su una centrale continentale; le centrali di quest'ultima categoria costituiscono i vertici della rete mondiale.

Per rispetto alla predetta classificazione, l'automatizzazione dei circuiti interurbani può essere suddivisa in due sistemi con caratteristiche

nettamente distinte: sistemi di teleselezione con comando a frequenza industriale e sistemi di teleselezione con comando a frequenza fonica [1]. Del primo si dirà brevemente in quanto le sue caratteristiche ne escludono l'impiego su circuiti di lunghezza superiore ai 110÷150 km, per due motivi: sia perchè il valore della frequenza esclude la possibilità di amplificazione da parte degli amplificatori di linea, quindi gli impulsi relativi devono essere deviati in un circuito esterno all'amplificatore, e ne consegue una distorsione non trascurabile; e sia perchè con i valori delle correnti e delle tensioni ammissibili per la frequenza di comando, viene limitata dal valore della resistenza la distanza massima raggiungibile. Il sistema di teleselezione a frequenza industriale trova pertanto utile adozione nell'ambito del distretto telefonico o, meno di frequente, in quello della rete di distribuzione, specialmente nel caso di distretti telefonici viciniori e di limitata estensione.

Nel sistema di teleselezione a frequenza fonica, che utilizza frequenze da 500 a 1000 Hz, comprese quindi nella banda vocale, si può far uso di normali amplificatori di linea, potendosi così raggiungere grandi distanze. Il sistema si adopera principalmente nelle reti di smistamento e, più di rado, nelle reti di transito.

L'automatizzazione estensiva dei circuiti offre indubbiamente notevoli vantaggi, ottenendosi un maggior rendimento delle linee, una notevole economia di personale ed un migliore svolgimento delle conversazioni per il minor numero di transiti necessari. D'altra parte, la sua estesa diffusione impone problemi organizzativi e tecnici di manutenzione non trascurabili, sia per il bisogno di personale specializzato, sia per la mole stessa degli impianti da esercire. Mentre nella teleselezione a breve e media distanza, il servizio automatico integrale è da preferirsi, per il servizio a grande distanza è conveniente un sistema semiautomatico, sia perchè evita complessi e costosi dispositivi di conteggio a tempo e zona presso l'utente, sia perchè si ha maggiore garanzia nella manipolazione dei dischi di comando, e quindi in definitiva una diminuzione nei tempi d'inutilizzazione del circuito, sia perchè nelle ore di minor traffico si presenta la possibilità di effettuare la concentrazione della commutazione, mettendo fuori servizio parte dell'impianto, sia infine perchè, con l'automatizzazione estensiva, l'operatrice, servendosi del transito automatico, può raggiungere, attraverso i centri di smistamento, l'abbonato lontano per il quale non dispone di un circuito a teleselezione diretta.

Il sistema semiautomatico per le considerazioni dianzi fatte è quello che si è imposto e che troverà nel futuro largo sviluppo; con detto sistema è stata in Italia attuata una prima rete di teleselezione che appare nella figura 1 [2]. Gl'impianti che la costituiscono sono in parte del tipo Siemens

---

[1] Non si tratta in questo lavoro della teleselezione radiotelefonica semiautomatica od automatica che si serva di ponti radio ad onde decimetriche.

[2] Ci si riferisce allo stato precedente gli ultimi eventi bellici, i quali hanno causato danni tali da impedire attualmente la selezione automatica a distanza.

ed in parte del tipo Standard, provandosi così l'interconnessione di sistemi diversi ed in vista del principio generale che la generazione di segnali teleselettivi su circuiti interurbani deve poter essere introdotta sulle attuali reti indipendentemente dal sistema di trasmissione e dalle relative apparecchiature terminali.

Prima di esporre qualche altra considerazione sui predetti sistemi, si è voluto, nella figura 2, dare un quadro schematico dell'impianto e dei collegamenti per un sistema di telesezione a frequenza fonica. Dalla figura appare chiara la funzione dell'operatrice interurbana di partenza, e dei trasduttori fonici uscenti ed entranti in connessione relativa con le rispettive centrali urbane vicina e lontana. Nella direzione della trasmissione, attraverso il comando dell'operatrice interurbana, si provoca con il relè *R* l'invio in linea dei segnali di teleselezione a 600 e 750 Hz, che, con opportuna cadenza costituiscono successivamente i criteri di impegno, di selezione delle cifre, di chiamata e di sblocco, ricevuti dal trasduttore entrante e trasformati, come si vedrà più oltre, in impulsi di corrente continua, azionanti i circuiti dei selettori della centrale automatica urbana di arrivo (3). L'abbonato chiamato invece, con lo sgancio e la messa a posto del microtelefono, genera impulsi di corrente continua i quali, trasformati in segnali a frequenza fonica, costituiscono successivamente, nel verso opposto a quello di trasmissione, i criteri di inserzione e di fine conversazione, ricevuti dal trasduttore uscente e trasformati in impulsi a 20 Hz, verso l'operatrice di partenza. In un collegamento di teleselezione a frequenza fonica vengono così precisate le funzioni dei trasduttori di arrivo e di partenza inseriti sul circuito, servendo il primo per i criteri di impegno, selezione, chiamata e sblocco ed il secondo per i criteri di inserzione e fine conversazione.

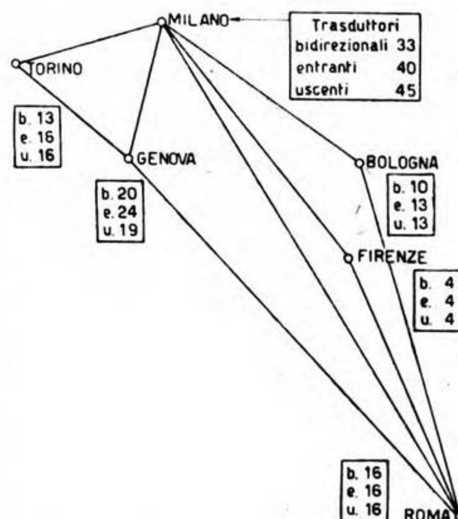


Fig. 1. — Configurazione schematica della rete di teleselezione (primo impianto attuato).

(3) I predetti criteri sono dal C. C. I. F. indicati come segnali principali in una comunicazione con teleselezione automatica (C. C. I. F.: Réunions d'Oslo. Tome I ter - C. C. I. F., Paris, 1938).

Nei sistemi di teleselezione sono state adottate, secondo le norme del C.C.I.F., per la corrente di comando due frequenze, 600 e 750 Hz. I valori scelti sono tali perchè da esperienze eseguite sull'interferenza fra circuiti, si è notato un maggiore effetto nocivo nell'intervallo 900 ÷ 1400 Hz, rispetto agli altri campi, oltre al fatto che a frequenze

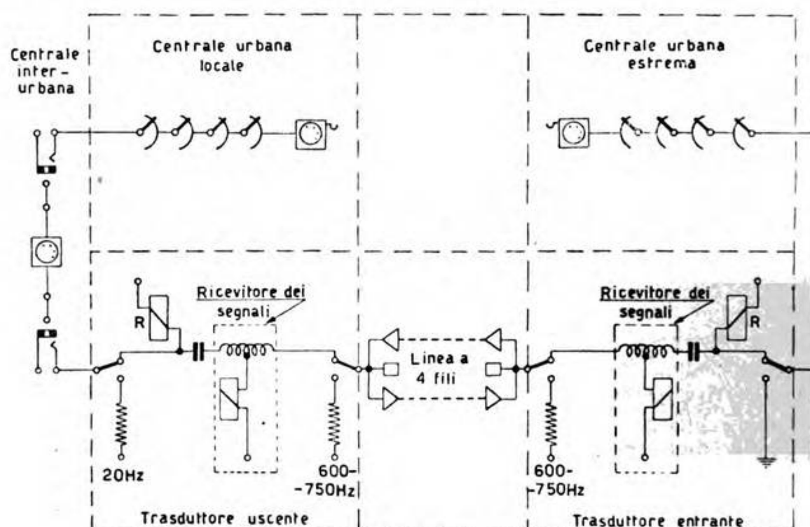


Fig. 2. — Schema dei collegamenti nei sistemi di teleselezione.

superiori ai 1400 Hz o inferiori ai 500 Hz è notevolmente variabile l'equivalente di trasmissione che rimane strettamente legato alle caratteristiche del circuito, richiedendosi pertanto trasduttori con ampio margine di funzionamento in relazione con le possibili variazioni di livello. Le due frequenze sono trasmesse contemporaneamente per evitare false selezioni per effetto delle correnti di conversazione; infatti, per eccitare erroneamente gli organi riceventi, lo spettro vocale dovrebbe contenere insieme le due frequenze, che non sono armoniche fra di loro.

Per quanto riguarda la produzione delle frequenze costituenti i segnali, il C. C. I. F. (4) ha stabilito uno scarto massimo di ± 0,5%; ma, tenuto conto delle possibili variazioni introdotte da eventuali sistemi a frequenza portante, lo scarto massimo precedente, che dà una tolleranza di ± 5 Hz, viene ulteriormente portato a ± 22 Hz. Per quanto riguarda i livelli di trasmissione, il generatore di segnali deve dare un livello con oscillazione massima di ± 0,12 N; aggiungendo a questo scarto quello possibile nell'insieme della linea e degli amplifi-

(4) Loc. cit. nota (3).

catori, dell'ordine di ± 0,3 N, tenendo conto della differenza di livello fra le due frequenze di segnalazione, dell'ordine di ± 0,05 N, e considerando nel sistema di trasmissione la variazione di livello fra 600 e 750 Hz di circa ± 0,03 N, si deve prevedere all'entrata del trasduttore di segnali a frequenza fonica una variazione massima del livello del segnale dell'ordine di ± 0,5 N.

2. - Note sui trasduttori del tipo Siemens.

Nell'illustrare i trasduttori di questo tipo, si comincia da quello attualmente usato negli impianti della rete. Questo (fig. 3) è derivato direttamente dalla linea attraverso un trasformatore, T_1, che al tempo stesso ha la funzione di trasformatore differenziale e di entrata al tra-

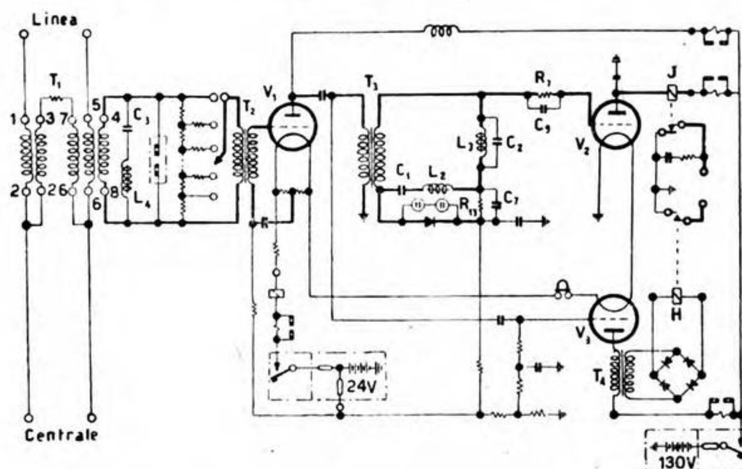


Fig. 3. — Trasduttore del tipo Siemens a due frequenze: 600 e 750 Hz.

sduttore e mentre trasla le correnti delle frequenze di lavoro provenienti dalla linea, ostacola invece quelle foniche provenienti dall'operatrice che per il loro più forte livello potrebbero azionare l'apparecchiatura. Infatti appare chiaro che le correnti di lavoro si chiudono attraverso i punti 1, 2, 3, 7, 6, 5 e sono traslate sui punti 4 e 8 del secondario del trasformatore; le correnti foniche invece provenienti dall'operatrice, generando fra le coppie di punti 2-6 e 1-5 flussi discordi, non sono traslate. In definitiva, mentre la proprietà della direzionalità, intesa nel senso di poter ricevere soltanto segnali che arrivano dalla linea interurbana, è attuata in un ordinario convertitore di chiamata manuale 500/20 Hz attraverso la sua stessa catena di relè, è conferita invece al trasduttore

automatico dalle particolari caratteristiche dello speciale organo a forchetta illustrato.

Per mezzo del risonatore di corrente, costituito dall'induttanza L_4 e dal condensatore C_3, viene posta in corto circuito una delle due frequenze di lavoro (750 Hz), mentre l'altra attraverso un attenuatore variabile (a passi da 0,1 N e con un'ultima posizione di 0,2 N) adegua il valore del proprio livello di entrata al primo tubo amplificatore al valore eventuale del livello di linea considerato fra i limiti estremi di — 1,3 N e di — 0,8 N. La corrente di linea viene ora amplificata e successivamente suddivisa in due parti, delle quali una è riportata sulla griglia del tubo V_3, l'altra invece, attraverso il trasformatore T_3, si applica al dispositivo di filtro. Detto dispositivo procura un'elevata risonanza della frequenza 600 Hz ed insieme effettua un'autoregolazione del segnale di chiamata. Il primo scopo è ottenuto mediante la serie di un risonatore di tensione e di un risonatore di corrente. Il primo (L_3, C_2), presentando un'impedenza variabile con la frequenza, localizza ai suoi capi una tensione pure variabile, massima in corrispondenza della frequenza 600 Hz; il secondo (L_2, C_1), presentando un'ammettenza variabile con la frequenza, localizza ai suoi capi una tensione pure variabile, minima a 600 Hz, e che si ridurrebbe a zero (corto circuito) nel caso in cui le reattanze costituenti il risonatore fossero prive di resistenza. La simultaneità del funzionamento del circuito risonante e di quello antirisonante, i quali per altro possiedono rispettivamente esigui valori del coefficiente di sovratensione e di sovracorrente, effettua in definitiva l'esaltazione della tensione corrispondente alla frequenza 600 Hz, localizzando il risonatore in parallelo con la sua alta impedenza la massima tensione sulla griglia del tubo V_2 e contribuendo il risonatore in serie con la sua alta ammettenza a chiudere il circuito di griglia con una via di minima resistenza. Per le altre frequenze foniche, l'azione combinata dei due risonatori si esplica in modo da creare una diminuzione dell'ammettenza del circuito risonante (il quale chiude questa volta il circuito di griglia con una via di forte resistenza) ed una diminuzione dell'impedenza del circuito antirisonante, la quale in definitiva, risultando in parallelo alla resistenza interelettrodica del tubo V_2, contribuisce a rendere esiguo il valore della tensione dovuta a frequenze estranee a 600 Hz.

Il dispositivo è completato da un circuito formato da un contatto ad ossido in serie con il condensatore C_7 che ha in parallelo la resistenza R_{13}; circuito posto in derivazione sul risonatore in serie. Il predetto contatto unidirezionale, come appare dal grafico di figura 4, ha i seguenti scopi: migliorare per la frequenza di lavoro il coefficiente di risonanza del complesso dei risonatori, i quali hanno, come si è accennato, per ragioni di economia, bassi valori dei rispettivi coefficienti di sovratensione e di sovracorrente; eliminare le frequenze estranee che interverrebbero (come appare dallo stesso grafico) per effetto della costituzione del filtro, data l'impossibilità di ottenere con una sola cellula un filtro

il quale contemporaneamente presenti elevata selettività per la frequenza di lavoro e mantenga inalterato il valore dell'attenuazione al di fuori della banda passante; livellare la corrente del segnale di lavoro che, data la possibilità di variazione di livello sulla linea, potrebbe causare alterazioni nella lunghezza degli impulsi. I primi due effetti sono ottenuti dal particolare funzionamento del dispositivo. Infatti per fre-

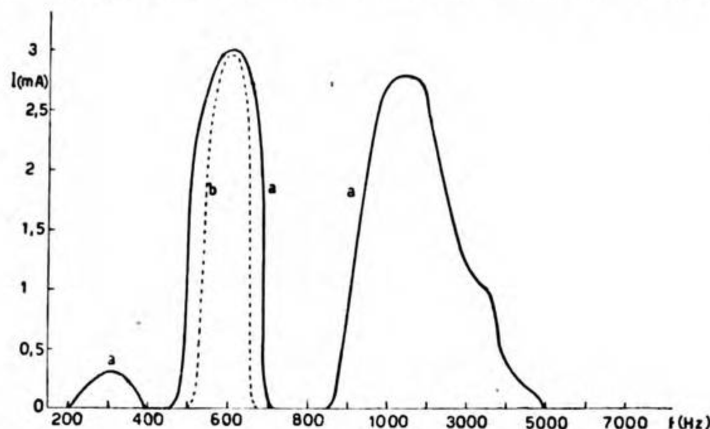


Fig. 4. — Misure di corrente sul relè J (livello di entrata di 0,5 N): *a*, col contatto a ossido escluso; *b*, col contatto a ossido incluso.

quenze diverse da 600 Hz, come già precedentemente detto, si localizza ai capi del risonatore in serie una certa tensione oscillatoria, la quale, secondo il valore raggiunto, trova per la semionda negativa in arrivo sulla griglia di V_2 una via di piccola resistenza attraverso il contatto ad ossido e carica il condensatore C_7, il quale, nella successiva fase decrescente, si scarica sulla resistenza R_{13}, contribuendo ad aumentare la polarizzazione negativa di griglia e contrastando pertanto l'azione dovuta alla semionda positiva che sopravviene. Il terzo scopo del dispositivo si manifesta per livelli di linea, dovuti al segnale di lavoro, eccedenti la preesistente regolazione del trasduttore effettuata attraverso l'attenuatore variabile di entrata. È evidente che, in tal caso, ai capi del risonatore in serie si localizzeranno più forti valori di tensione e quindi entrerà in funzione il dispositivo di regolazione costituito dal contatto ad ossido, dal condensatore C_7 e dalla resistenza R_{13}, il quale effettuerà un'azione regolatrice tanto più energica quanto più cospicua sarà la variazione del livello entrante. Nel caso di eccessivi valori di tensione, che potrebbero danneggiare il contatto ad ossido, si procurerà la scarica attraverso due lampade al neon, in parallelo sul contatto stesso.

Infine il condensatore C_9 con la resistenza R_7, in serie sul circuito di griglia del tubo V_2, dati i valori di $C_9 = 1$ mμF e di $R_7 = 1$ MΩ,

presenta una costante di tempo $RC = 10^{-3}$s e quindi un valore che rimane definito dalla seguente diseguaglianza:

$$T < RC \ll \tau ,$$

in cui per T deve intendersi il periodo dell'oscillazione a 600 Hz, e per τ la durata di un qualsiasi impulso di lavoro. Pertanto, durante la fase crescente della semionda positiva di lavoro, si provoca circolazione di corrente nel circuito di griglia e quindi si carica il condensatore C_9; nella successiva fase decrescente, C_9 è libero di scaricarsi sulla resistenza R_7, mantenendo di segno positivo la griglia, fino al sopraggiungere della nuova semionda positiva, la quale trova il condensatore non del tutto scarico e lo polarizza in modo che, nella propria fase decrescente, C_9 inizi la scarica partendo da un valore di tensione superiore a quello con cui si era scaricato nella semionda precedente. In questo modo C_9 livella il susseguirsi delle semionde costituenti un impulso elementare di lavoro, della durata τ, sul relè J.

Infine il tubo V_2 presenta una polarizzazione della griglia tale da trovarsi, in assenza del segnale di lavoro, nel punto di interdizione. All'arrivo del segnale, secondo il meccanismo dianzi descritto, si provoca erogazione di corrente sull'avvolgimento del relè J, il quale oltre a costituire l'organo di comando delle successive catene di relè, rappresenta anche con l'impedenza del suo avvolgimento (10 000 Ω) il carico anodico del tubo V_2, la pendenza della cui caratteristica dinamica concorre nell'effetto frenante dei segnali di lavoro. D'altra parte il carico anodico attuato con un relè il cui avvolgimento presenta un considerevole numero di ampergiri anche se è percorso da un valore esiguo di corrente, è da accordarsi col meccanismo di funzionamento del tubo V_2, basato essenzialmente sulla fedeltà, nella zona prossima all'interdizione, delle curve caratteristiche nel piano $I_a\, V_g$; e ciò, per il fatto, che se tubi con caratteristiche anodiche presentanti correnti residue di un certo valore (cosiddette correnti di coda) venissero nella pratica dell'esercizio ad essere interessati nel funzionamento del dispositivo, questo ne sarebbe notevolmente influenzato per effetto dell'esistenza di una magnetizzazione residua del relè di comando.

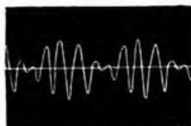
Pertanto una preordinata regolazione del complesso ai fini dell'esercizio può essere individuata dalle operazioni seguenti.

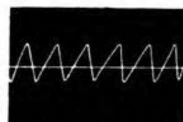
a) Misurare la corrente residua anodica sul tubo raddrizzatore V_2 nelle condizioni di assenza di segnale (detto valore non dovrebbe essere superiore ai 30 μA).

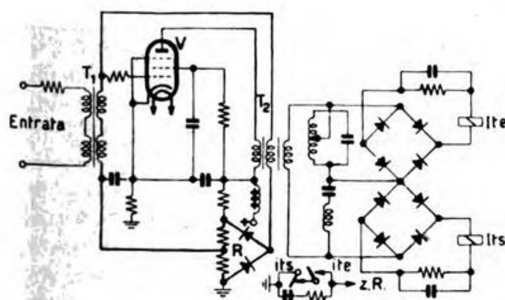
b) Graduare il dispositivo potenziometrico di entrata al trasduttore, in connessione con il relativo equivalente di linea. È da considerare che i segnali di teleselezione sono inviati in linea con un livello di + 0,8 N nel sistema Siemens e con + 0,5 N nel sistema Standard, risultando una differenza nei sistemi di 0,3 N, per cui il trasduttore Siemens viene a ricevere livelli inferiori. È pertanto utile alterare opportunamente la graduazione del potenziometro di entrata.

c) Verificare, mediante la regolazione del condensatore variabile C_1 del risonatore in serie, la corrente del relè J, fino ad ottenere un massimo per essa (2,5 mA).

d) Verificare, variando per mezzo dell'attenuatore locale entro i limiti 0 e — 1,5 N, la variazione della corrente del relè J letta su un







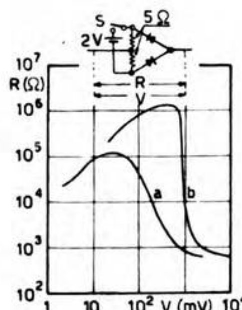


Fig. 5. — Forma del segnale all'uscita dell'amplificatore di ricezione.
Fig. 6. — Forma del segnale ai capi del relè J del trasduttore di figura 3.
Fig. 7. — Trasduttore Siemens a frequenza vocale con blocco della voce.
Fig. 8. — Impedenza caratteristica del circuito di reazione in funzione delle tensioni di comando applicate.

milliamperometro di prova, tenendo presente i limiti 2,5 ÷ 2 mA (scarto ammissibile ∼ 0,5 mA) (fig. 4).

e) Misurare la durata degli impulsi trasmessi dal disco locale, registrandoli su un impulsografo e convertendo quindi le letture in millisecondi.

f) Misurare la durata degli impulsi trasmessi verso il circuito dei selettori.

Nella figura 3 si nota per ultimo il complesso ausiliario, derivato dal circuito anodico del tubo V_1 e composto dal tubo V_3 il cui carico è costituito dal trasformatore T_4 sul cui secondario è inserito un ponte di Grätz, che invia le correnti raddrizzate sul relè H il quale per altro non è utilizzato nell'impianto. H si eccita ogni qualvolta circola corrente nel trasduttore e verrebbe utilizzato, sia quando mancasse il segnale d'inserzione dell'abbonato chiamato, nel qual caso esso provvederebbe ad un tempestivo collegamento del circuito di conversazione, sia su circuiti equipaggiati con soppressore d'eco, nel qual caso, mediante

organi non indicati in figura, farebbe ripetere i segnali d'inserzione e di fine che fossero stati eventualmente eliminati da un intempestivo funzionamento del soppressore.

Sul trasduttore, del quale si è ora fatta la descrizione, furono rilevati anche alcuni oscillogrammi dei quali si riportano quelli riguardanti la forma del segnale all'uscita di un amplificatore di linea (fig. 5) e ai capi del relè *J* di comando della susseguente catena di relè (fig. 6).

Contro intempestivi funzionamenti, dovuti a disturbi od oscillazioni durante l'esercizio, è stato studiato nei laboratori Siemens un nuovo tipo di trasduttore a una o a due frequenze con il cosiddetto « blocco della voce » ([5]). Si accenna qui al tipo ad una frequenza (fig. 7) e a quello a due frequenze, estensione del tipo precedente. Come si vede dalla figura il circuito di reazione lavora attraverso una resistenza *R* funzione dell'ampiezza, che per piccole correnti di comando è molto elevata, mentre diminuisce fortemente aumentando la tensione di comando, ottenendosi così una diminuzione di sensibilità molto esigua ai bassi livelli. A causa dell'elevata caduta d'impedenza con l'aumentare della tensione di comando, andamento che è reso più ripido, come si nota nella figura 8, da una tensione negativa fissa applicata al raddrizzatore in controfase, il livello in uscita dal trasformatore T_2 varia di pochissimo anche per considerevoli aumenti nel livello d'entrata del trasformatore T_1. Pertanto il raddrizzatore in controfase, con alimentazione negativa, come elemento non lineare di un accoppiamento a reazione e come limitatore, oltre ad effettuare una dilatazione del campo di funzionamento in funzione del livello, attua un'effettiva insensibilità del ricevitore per un più elevato fattore di distorsione della linea ([6]).

Effettua del pari un'azione di blocco sulle correnti di conversazione, proteggendo le parti sensibili del ricevitore contro eventuali sovraeccitazioni e ciò non per mezzo di opportuno comando di un potenziale di griglia, come è stato ampiamente illustrato per il trasduttore di figura 3, ma mediante il sistema di due risonatori rispettivamente di tensione e di corrente, i quali, sintonizzati sulla frequenza del segnale di lavoro (600 Hz), presentano: il primo una elevata resistenza per quella frequenza; il secondo un corto circuito del raddrizzatore di blocco e quindi del relativo relè di blocco *Its*. Per tutte le altre frequenze si verifica invece per i risonatori il viceversa e quindi la parola eccita il relè di blocco in rapporto sempre con la relativa acuità di sintonia del risonatore in serie e di quello in parallelo. Infine in una variante del predetto trasduttore, il quale lavora, invece che con un relè a corrente continua, con un relè polarizzato, si ottiene anche una linearizzazione delle distor-

---

([5]) M. Elbe: E. F. D., 1942, 60, p. 43.

([6]) Il C. C. I. F. raccomanda come limite del livello disturbante una f.e.m. di 5 mV, livello relativo — 0,8 N. Pertanto la distanza del livello disturbante dal livello utile del ricevitore di segnali a frequenza fonica deve essere $\geq$ 4,5 N.

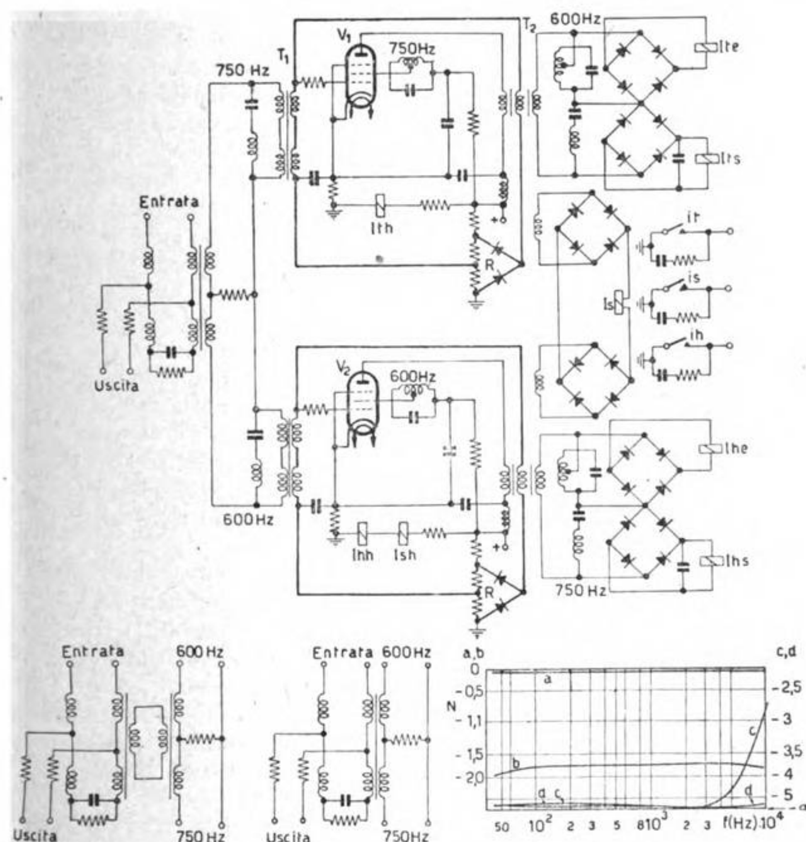


Fig. 9. — Trasduttore a due frequenze, 600 e 750 Hz, con blocco della voce.

Fig. 10. — Schemi e caratteristiche della doppia forchetta per l'inserzione del trasduttore di figura 9: *a*, attenuazione del complesso entrata-uscita; *b*, attenuazione del complesso in ricezione, entrata con la parte a 600 Hz chiusa su 1000 Ω, uscita chiusa su 600 Ω e parte a 750 Hz chiusa su 1000 Ω; *c*, attenuazione di regolarità, uscita con la parte a 600 Hz chiusa su 1000 Ω, entrata su 600 Ω e parte a 750 Hz su 1000 Ω; *d*, attenuazione di bilanciamento, uscita contro 600 Ω con entrata chiusa su 600 Ω.

sioni del segnale per mezzo della corrente (7) distorcente che si manifesta nel relè polarizzato.

(7) Per le possibili oscillazioni di frequenza del segnale di ± 9 Hz e del livello del segnale di ± 0,42 Hz è necessario che le distorsioni del segnale restino non maggiori di ± 5 ms.

Questa insensibilità ai disturbi provocati dalla voce ([8]) non risulta sufficiente, e pertanto lo stesso laboratorio Siemens ha usato per i segnali di comando, in analogia col tipo di trasduttore descritto precedentemente, due frequenze non armoniche fra di loro, pur modificando il circuito del trasduttore il quale (fig. 9), è simile e si comporta in modo del tutto analogo a quello or ora illustrato. Le due frequenze, costituenti il segnale di comando e provenienti contemporaneamente, possono essere captate in modo sicuro dalle due parti riceventi rispettivamente a 600 e a 750 Hz. L'accoppiamento del trasduttore col circuito avviene attraverso una doppia forchetta convertitrice, a sinistra nella figura, che separa fra loro i tre versi: verso la linea, e verso le parti a 600 e 750 Hz rispettivamente. La figura 10 mostra le caratteristiche della doppia forchetta. La frequenza per ciascuna parte viene filtrata, per economia, con due filtri: uno prima del pentodo V_1 ed uno inserito nel circuito della griglia schermo del predetto tubo. Nello schema di questo trasduttore si nota ancora, oltre la coppia di ponti ad ossido per ciascuna frequenza del segnale, una terza coppia di ponti che si chiudono sul relè *Is*, cosiddetto di conversazione, in quanto stabilisce la connessione teleselettiva per sistemi nei quali, nella fase di inserzione dell'abbonato chiamato, non si trasmetta alcun impulso di conversazione.

Con quest'ultimo tipo di trasduttore è assicurata una sicura conversione del segnale di lavoro ottenendosi del pari una sufficiente insensibilità alla voce con modesti valori di ritardo all'eccitazione. Il trasduttore testè descritto presenta quindi i caratteri di una soluzione economica (dimensioni e costo) per una conversione dei segnali sicura nei riguardi dell'esercizio, per una rapida connessione ed un'altrettanto rapida caduta del collegamento telefonico e per una insensibilità ai disturbi e soprattutto alla voce, il tutto attuato con una potenza dei segnali in partenza relativamente piccola ([9]).

3. - Note sui trasduttori del tipo Standard.

Posteriore ad altro tipo ormai in disuso ([10]) il trasduttore attualmente in esercizio è derivato dalla linea (fig. 11) attraverso un dispositivo ana-

---

([8]) La insensibilità alla voce, ossia il grado di sicurezza contro i disturbi, può essere valutato, secóndo M. Elbe, per trasduttori a funzionamento lineare, attraverso il prodotto della potenza del segnale per il tempo a disposizione per la trasmissione del segnale stesso. Nel convertitore 500/20 Hz del tipo Siemens tale prodotto vale 1,35 mWs, lavorando questo con una potenza media a frequenza fonica di circa 4,5 mW e con un ritardo medio alla eccitazione di 300 ms. Nei trasduttori con blocco della voce ad una frequenza si ha un ritardo all'eccitazione di circa 400 ms, e per i trasduttori a due frequenze il ritardo in parola è circa 100 ms.

([9]) Per questo tipo di trasduttore il prodotto della potenza del segnale per il tempo a disposizione per la trasmissione dello stesso si riduce da 1,35 mWs a 0,5 mW × 100 ms = 0,05 mWs.

([10]) Si veda per questo:
T. S. Skillman: El. Comm., 1930, VIII, p. 306; e 1930, IX, p. 43.

logo a quelli precedentemente descritti, il quale permette una facile traslazione alle correnti provenienti dalla linea ed ostacola invece quelle foniche provenienti dall'operatrice. Dopo la derivazione dalla linea, si trova un potenziometro che permette il funzionamento del trasduttore con segnali il cui livello sia compreso entro i limiti 0 ÷ 2 N, essendo

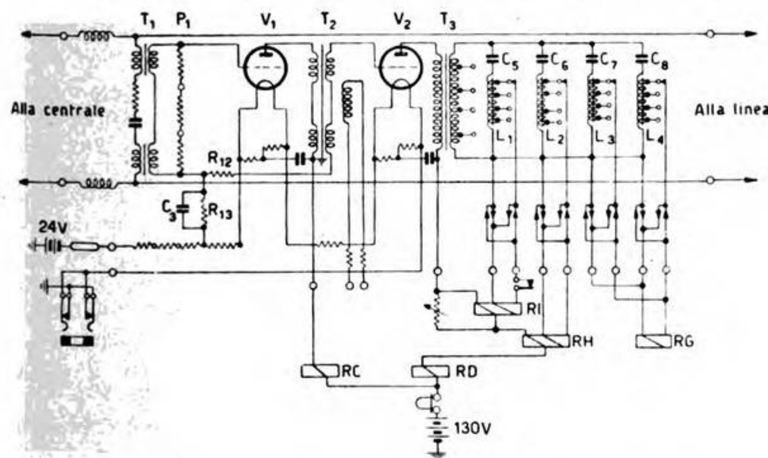


Fig. 11. — Trasduttore Standard a due frequenze, 600 e 750 Hz.

possibile graduare la sensibilità del ricevitore con 4 successivi passi di circa 0,5 N ciascuno. Il segnale, costituito dalle frequenze di comando 600 e 750 Hz, può pertanto presentare, nel punto di derivazione del trasduttore, dato il suo livello relativo di partenza, una graduazione di livelli compresa fra 0 e — 2 N rispetto al livello zero. Il segnale è traslato dalla linea attraverso il trasformatore T_1 sul potenziometro P_1, e la sua tensione si aumenta nel rapporto delle relative impedenze, uguale a circa 4,25. Con il potenziometro nella posizione corrispondente, per esempio, ad un equivalente di linea di — 1 N o di — 2 N [11], il primo tubo amplificatore V_1 la cui resistenza interna è 5500 Ω e il cui fattore di amplificazione è circa $\mu = 12$, eroga sul carico una corrente che produce una certa caduta di tensione nell'avvolgimento primario del trasformatore T_2 (rispettivamente 1,74 e 3 V) la quale, traslata con un rapporto d'impedenza pari a 10, agisce sul tubo V_2; si otterrebbero valori diversi di corrente secondo i valori dei livelli entranti dalla linea nel trasduttore, se non intervenisse la regolazione automatica agente nel circuito di griglia del tubo V_2, della quale ora si dirà. Infatti attraverso

(11) È da tener presente che ad un equivalente di linea di — 1 N o di — 2 N corrisponde in effetti un livello d'ingresso del segnale, dato il relativo livello di partenza, rispettivamente di — 0,5 N o di — 1,5 N.

il predetto trasformatore, la prima semionda positiva di un treno d'impulsi, rende la griglia di V_2 positiva e determina quindi, secondo i valori del livello di linea, circolazione di corrente nel circuito di griglia (— 1 N, ∾ 500 μA; — 2 N, ∾ 186 μA; — 2,8 N, ∾ 66 μA); si carica in tal modo il condensatore C_3, il quale nella successiva fase decrescente (12) è libero di scaricarsi sulla resistenza R_{13}, mantenendo una polarizzazione di segno negativo, limitata peraltro dalla presenza della resistenza R_{12}, sulla griglia di V_1 e V_2 e contrastando quindi l'azione della semionda positiva che sopravviene. In definitiva quindi il circuito di griglia di V_2, con la sua particolare struttura, lavorando in sovraccarico, viene a costituire un sistema di guardia aperiodico, la cui sensibilità varia in funzione del livello del segnale ricevuto. Con la regolazione descritta, gl'impulsi e gli eventuali disturbi provenienti dalla linea, attraverso T_3, vengono applicati su quattro risonatori di corrente in parallelo. Il primo (C_5, L_1) è sintonizzato per la frequenza 750 Hz e presenta buona selettività con una banda passante per altro sufficientemente ampia; il secondo (C_6, L_2), sintonizzato per 600 Hz, ha una selettività alquanto più ristretta del precedente. Una banda passante più ampia per il primo risonatore è motivata dal fatto di permettere al relè *RI*, di cui si dirà, di seguire esattamente gli impulsi del disco; mentre una banda alquanto più stretta per il secondo è necessaria per evitare l'innesco alla voce, dato che la velocità di trasmissione degli impulsi ha minore importanza per il relè comandato. Infine il terzo risonatore (C_7, L_3), presenta una elevata selettività in modo da non essere sensibile ai segnali a 600 Hz che potrebbero influenzare il relè di guardia *RG*; il quarto (C_8, L_4), presenta invece un'ampia banda passante, assicurando una buona protezione contro le frequenze vocali fra 800 e 1200 Hz. Tutti i risonatori hanno derivati sulle rispettive induttanze un ponte di Grätz ad ossido. Sui ponti del primo e del secondo sono poi derivati rispettivamente i relè *RI* e *RH* nei cui avvolgimenti circola la corrente dei segnali, dell'ordine di 12÷14 mA, mentre in parallelo sul terzo e quarto ponte è inserito il relè di guardia *RG*. Il dispositivo dei raddrizzatori descritti in definitiva ha la funzione di impedire un funzionamento improprio del trasduttore per azione delle correnti foniche dovute alla voce, inquantochè se queste azionassero i relè *RI* e *RH*, il funzionamento del trasduttore resterebbe impedito dal relè di guardia *RG*, il quale risulterebbe certamente eccitato dall'azione delle correnti stesse. L'avvolgimento di polarizzazione del relè *RI* è derivato su una resistenza per ottenere una sufficiente uniformità nell'azione del relè stesso, dopo una precedente regolazione meccanica per approssimarsi alle condizioni di rendere il rapporto degli impulsi ricevuti indipendente dall'intensità dei segnali. L'avvolgimento poi di polarizzazione del relè *RG* aumenta la sensibilità del circuito di guardia e attraverso l'inversione della sua polarità operata dal relè *RB*

(12) Dati i valori $R_{13} = 15\,000\ \Omega$ e $C_3 = 0{,}1\ \mu F$, la costante di tempo è pari a 1,5 ms = 1/660 s.

permette al circuito stesso di rilasciare al cessare dei disturbi di linea che hanno provocato l'attrazione del relè, anche se nell'avvolgimento di lavoro sussista una corrente residua abbastanza esigua (circa 3 mA), dovuta ad un segnale ricevuto e non completamente soppresso dai circuiti sintonizzati di guardia.

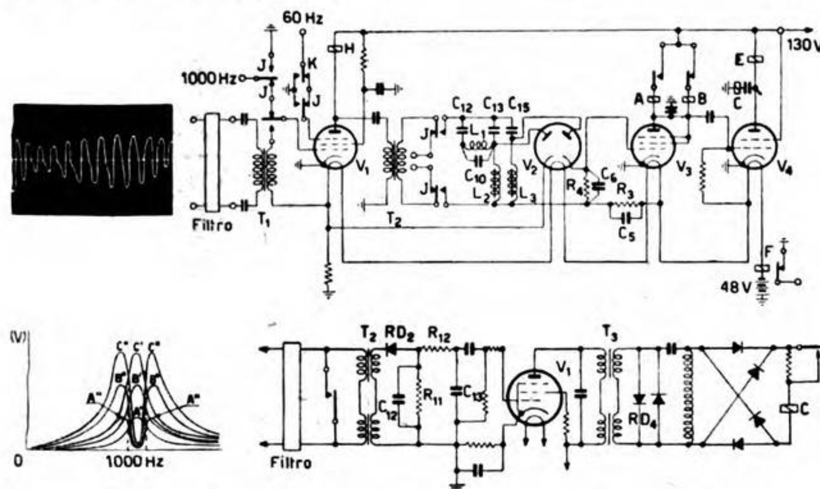


Fig. 12. — Forma del segnale di sblocco (600/750 Hz) ai capi del primo ponte ad ossido del trasduttore di figura 11.

Fig. 13. — Trasduttore americano 1000/60 Hz, con blocco della voce.

Fig. 14. — Curve di risonanza del circuito d'accordo del trasduttore di figura 13.

Fig. 15. — Trasduttore 1000/50 Hz, con blocco della voce.

Un apposito pannello di prova effettua una preordinata regolazione del complesso ai fini dell'esercizio che si concreta nelle seguenti operazioni: misure relative alle correnti di filamento (240 ÷ 260 mA) e di placca (7 ± 2 mA) del tubo V_2; verifica della sensibilità dei relè *RI* (nel cui avvolgimento circola una corrente di 13 mA con un livello di — 4 dB) e regolazione delle sue caratteristiche; verifica della velocità del disco combinatore e della lunghezza degli impulsi ricevuti.

Sul trasduttore descritto furono rilevati anche alcuni oscillogrammi dei quali, per brevità, si riporta solamente quello del segnale di sblocco ai capi del primo ponte ad ossido (fig. 12).

Al fine di preservare il trasduttore da intempestivo funzionamento, dovuto alla conversazione o a rumori sul circuito, sono state apportate sostanziali modifiche ai circuiti descritti pervenendo ai cosiddetti trasduttori con « blocco della voce » dei quali si illustrano qui due tipi attinti rispettivamente dagli « Associated Electric Laboratories » di Chicago e, in Italia, dai laboratori della F. A. C. E.

Il primo ([13]), ha la particolarità di essere insensibile ad eventuali frequenze foniche disturbatrici; esso ha, nel collegamento teleselettivo, non solamente la funzione di convertire gli impulsi a frequenza fonica in arrivo in impulsi di terra per azionare la catena dei relè, ma anche quella di produrre il tono modulato per trasmettere i segnali teleselettivi in uscita. Esso riesce egualmente selettivo nel campo delle frequenze foniche, autoregolandosi anche con una variazione di livelli dell'ordine di circa 16 decibel e funzionando entro un campo di circa 30 decibel. Il trasduttore (fig. 13) è normalmente nelle condizioni di ricezione, ma, attraverso il relè J che connette la frequenza a 1000 Hz alla griglia di comando e la frequenza a 60 Hz alla griglia di soppressione del pentodo V_1, sono trasmessi i semimpulsi modulati a 60 Hz costituenti i segnali di teleselezione in uscita. Successivamente attraverso il relè K la griglia di soppressione è trasferita dalla sorgente di 60 Hz a terra e il pentodo V_1 amplifica soltanto i 1000 Hz, fornendo il tono al trasformatore T_2 nelle condizioni di trasmissione. Normalmente peraltro nelle condizioni di ricezione il relè J è azionato ed il pentodo V_1 è connesso col lato ricevente attraverso il trasformatore T_1. Pertanto i segnali di teleselezione in arrivo prima filtrati da un passa-banda 1000 ± 60 Hz sono poi, attraverso l'alto rapporto di trasformazione di T_1, amplificati dal pentodo V_1. Successivamente, dopo T_2, gli impulsi teleselettivi sono applicati attraverso un risonatore in serie al pentodo V_3 funzionante da triodo, il quale attraverso le resistenze R_3 e R_4 si trova all'interdizione.

Il risonatore, formato dall'induttanza L_3 e dal condensatore C_{15}, ha alto il rapporto $\omega L/R$ e procura un'elevata risonanza la quale si concreta in una pura onda sinoidale per il segnale a 1000 Hz. Questa viene poi raddrizzata per una semionda attraverso il doppio diodo V_2 e per l'altra semionda attraverso l'alta resistenza R_4, risultando la tensione raddrizzata attraverso quest'ultima resistenza proporzionale in ogni tempo alla tensione alternativa attraverso l'induttanza L_3 e di polarità tale da causare passaggio di corrente nel circuito di placca del tubo V_3, corrente che eccita il relè A. Questo relè peraltro potrebbe essere azionato anche da eventuali altre frequenze foniche presenti per caso, se, oltre al risonatore in serie dianzi descritto, il circuito d'accordo non fosse ancora completato dalle induttanze L_1 e L_2 e dai condensatori C_{10}, C_{12} e C_{13}. Questa combinazione di elementi risonanti ha una curva di risonanza cosiddetta a doppia gobba e le ampiezze delle due risonanze sono egualmente distanziate rispetto ai 1000 Hz. Pertanto l'onda di tensione attraverso L_2, con due picchi di risonanza, è rettificata per una semionda dal doppio diodo V_2 e per l'altra semionda dall'alta resistenza R_3, attraverso la quale la caduta di tensione è proporzionale alla tensione attraverso L_2 e di polarità tale da sommarsi alla polarizzazione del doppio

([13]) J. Wicks a. O. D. Grandstaff: Strowger Techn. J., 1939, VIII, p. 25.

diodo V_3 ed opporsi alla tensione rettificata attraverso R_4. Studiando peraltro il comportamento del trasduttore alle varie frequenze con un oscillatore variabile, si nota che le tensioni attraverso R_3 e R_4 hanno rispettivamente la forma indicata nelle curve A' e A'' (fig. 14). Le curve predette si intersecano in punti rappresentativi di valori uguali di tensione ai capi di R_3, R_4 e corrispondenti a frequenze inferiori o superiori a 1000 Hz. Per questi particolari valori di frequenza il tubo V_3 si trova all'interdizione e quindi nessuna corrente passa nel relè A. Se i livelli del segnale entrante fossero diversi, per esempio maggiori, invece delle curve A' A'', si otterrebbero le coppie di curve B' B'', C' C'' i cui corrispondenti punti d'incrocio o punti di ugual tensione si trovano tutti su ascisse di uguale frequenza e ciò indipendentemente dall'ampiezza dei segnali, mostrando in tal modo che lo stretto campo di frequenze che produce corrente nel circuito di placca di V_3 è completamente indipendente dall'ampiezza del segnale entrante. In circuiti rumorosi, se la frequenza del rumore è occasionalmente della stessa ampiezza di quella del segnale, il relè A, per la contrapposizione di eguali cadute di tensione ai capi di R_3 e R_4, non potrebbe essere eccitato. Per prevenire questo inconveniente, il doppio diodo ha connesso con un punto positivo, con riguardo alla placca, l'uno dei due rettificatori e precisamente quello associato con il circuito di risonanza a doppia gobba, originandosi in tal modo uno strozzamento nella rettificazione della tensione con un circuito a doppia risonanza, sufficiente a ridurre la tensione raddrizzata attraverso la R_3 per tutti i segnali in entrata, e permettendosi ai segnali teleselettivi a 1000 Hz di essere simultaneamente ricevuti con rumori di eguale ampiezza. Il tubo V_3 funziona come amplificatore per i segnali modulati a 60 Hz che gli vengono applicati attraverso la R_4 nello stesso modo degli impulsi modulati con il ritmo del disco. In questo caso il segnale è ulteriormente amplificato dal tubo V_4, il quale ha sufficiente potenza per far operare il relè C accordato, se la frequenza è prossima a 60 Hz. I disturbi poi dovuti ad induzioni di bassa frequenza non hanno effetto sul relè C inquantochè la bassa frequenza non può passare in un circuito accordato per i 1000 Hz. D'altronde la maggior parte delle eventuali frequenze vocali disturbatrici a 1000 Hz sono escluse dal circuito d'accordo illustrato dianzi, e quelle frequenze intorno a 1000 Hz che eventualmente fossero riuscite a passare, raramente sono modulate a 60 Hz per un tempo sufficientemente lungo perchè il relè C operi.

Infine il secondo tipo, attuato in Italia (fig. 15), lavora con una frequenza di 1000 Hz, modulata a 50 Hz e interrotta secondo il ritmo del disco, la quale dalla linea viene traslata, attraverso un dispositivo a forchetta analogo a quelli precedentemente descritti, e filtrata da un passa-banda 950 ÷ 1050 Hz. Di poi attraverso la connessione del trasformatore T_2 la predetta oscillazione modulata viene demodulata dal raddrizzatore RD_2, chiudendosi il circuito secondario del trasformatore T_2 attraverso la serie di RD_2 e del condensatore C_{12} in derivazione su R_{11}.

il quale secondo la polarità successivamente si carica e si scarica, utilizzando le due semionde della modulante; questa, oltre ad essere ulteriormente filtrata, date le armoniche presenti, dal condensatore C_{13}, viene amplificata dal pentodo V_1; il carico di V_1 è costituito dall'accoppiamento induttivo di un risonatore di tensione e di un risonatore di corrente in serie con un ponte ad ossido, il cui effetto complessivo è quello di esaltare e di raddrizzare una frequenza pari al doppio della modulante, la quale costituisce il segnale di lavoro inviato al relè a corrente continua C. I raddrizzatori ad ossido RD_4 compiono l'ufficio di limitatori di tensione. Dalla breve descrizione nasce subito l'osservazione che mentre questo trasduttore, a differenza di quello americano dianzi descritto, ottiene, per quanto riguarda il « blocco della voce », gli stessi scopi di quello con un minor numero di tubi e risulta nel complesso più economico, il tipo studiato dai laboratori di Chicago ha il pregio di funzionare entro una più vasta gamma di livelli.

4. - Considerazioni generali e rappresentazione elettrica e funzionale delle catene di comando a relè dei trasduttori in esercizio.

Mentre con i vari tipi di trasduttori descritti si opera nel collegamento teleselettivo la trasformazione dei segnali a frequenza fonica, provenienti dalla linea, in impulsi di corrente continua, le catene di relè stabiliscono con la predetta corrente raddrizzata, attraverso opportuni susseguenti criteri (impegno, selezione, chiamata, inserzione, fine, sblocco), il collegamento, sia connettendo gli organi interurbani coi dispositivi automatici delle centrali urbane, sia compiendo con opportuni concatenamenti di circuiti tutte le operazioni necessarie alla preparazione ed alla effettuazione della conversazione, nonchè all'espletamento delle operazioni che, a fine conversazione, predispongono il circuito per un nuovo collegamento.

Negli schemi delle figure 16 e 17, interessanti le sole catene di relè dei tipi in esercizio, non si sono voluti analizzare sotto l'aspetto elettrico i vari circuiti che si susseguono nelle catene stesse [14], ma si è voluta invece proporre una nuova rappresentazione elettrica delle catene di comando, la quale trovasse il suo completamento in una parallela rappresentazione funzionale, onde poter facilitare la lettura dei collegamenti effettuati dalle catene nel susseguirsi dei ritmi inerenti alle varie opera-

---

[14] Uno studio particolareggiato sotto l'aspetto elettrico dei vari circuiti di relè, avrebbe portato una mole di lavoro non rientrante in una pubblicazione di carattere monografico. In generale si può dire che il ritardo al rilascio è ottenuto quasi sempre attraverso l'azione di flussi dispersi in spessori regolabili di rame posti all'estremo del nucleo opposto all'armatura. Lo stesso effetto è ottenuto con l'introduzione o di un derivatore quando già vi sia una resistenza in serie con il relè, oppure di un'impedenza, con costante di tempo L/R superiore a quella del relè, posta in serie col relè stesso, oppure di una capacità in derivazione.

zioni, e ciò allo scopo precipuo di poter facilitare la lettura del relativo circuito in occasione di eventuali guasti (15).

Per quanto riguarda la rappresentazione grafica e dei circuiti delle catene di relè e delle loro connessioni susseguenti, non si è seguito il criterio Standard consistente nel raggruppare i vari contatti di un dato relè vicino al simbolo rappresentante l'avvolgimento del relè stesso, onde evitare una enorme complicazione dovuta all'intreccio di fili, la quale avrebbe reso estremamente difficile, dato il grande numero di relè e lo spazio limitato di uno schema, mantenuto in dimensioni che ne rendano facile la consultazione, il poter agevolmente seguire le varie connessioni. Si è invece adottato il criterio di disporre i simboli dei relè della catena in modo che si seguano per quanto possibile su una sola orizzontale (mentre i diversi avvolgimenti del medesimo relè sono situati su una stessa verticale), e ciò per facilitare la lettura delle successive connessioni, come sarà illustrato più avanti. In questo metodo di rappresentazione, a differenza di quello Standard, i singoli contatti di ciascun relè vengono ad essere ubicati sul circuito al quale rimangono interessati nel funzionamento.

Confrontando lo schema elettrico con la relativa rappresentazione funzionale, è chiaramente individuabile attraverso quest'ultima il susseguirsi dei successivi criteri su quello; il tutto risultando facilitato, come si è detto, dalla rapida individuazione dei relè, che, sia sullo schema elettrico, sia nella rappresentazione funzionale, si susseguono nel medesimo ordine. Particolare ancora degno di nota è che ciascuno schema elettrico può essere corredato dalla ubicazione topografica dei vari relè, il che facilita all'operatore, in caso di guasto, la ricerca manuale dei punti del circuito che interessano.

Senza dilungarsi ulteriormente in altre considerazioni e senza descrivere le catene di tutti i trasduttori, uscenti, entranti, bidirezionali dei tipi Standard e Siemens (il che porterebbe ad una mole molto maggiore della trattazione), si dà l'interpretazione di un solo criterio e precisamente l'impegno del trasduttore a relè per circuito celere uscente del tipo Siemens (16).

Nello schema elettrico e nella relativa rappresentazione funzionale le varie connessioni per l'impegno così si susseguono: l'operatrice infilando la spina nell'innesto corrispondente al circuito celere uscente per

---

(15) La regolazione dei relè è basata sulla tensione delle molle, sulla distanza dei contatti e sul traferro ed effettuata per mezzo di viti, spessori, piegature delle molle piatte. Le cause di sregolazione vanno ricercate nell'attrito dei contatti e dei perni, nell'inerzia elastica delle molle, nelle eventuali variazioni degli isolanti dovute ad azioni elettrolitiche, nelle proprietà magnetiche dei metalli, e così via.

(16) La rappresentazione funzionale mostrata differisce da altre del genere, perchè, mentre non si preoccupa di stabilire in iscala sulle verticali la durata dei tempi di attrazione dei relè, ha invece il vantaggio di presentare in sintesi il susseguirsi dei concatenamenti dei vari relè, cosa che manca nelle altre rappresentazioni ed è di grande vantaggio nella lettura dei relativi schemi elettrici.

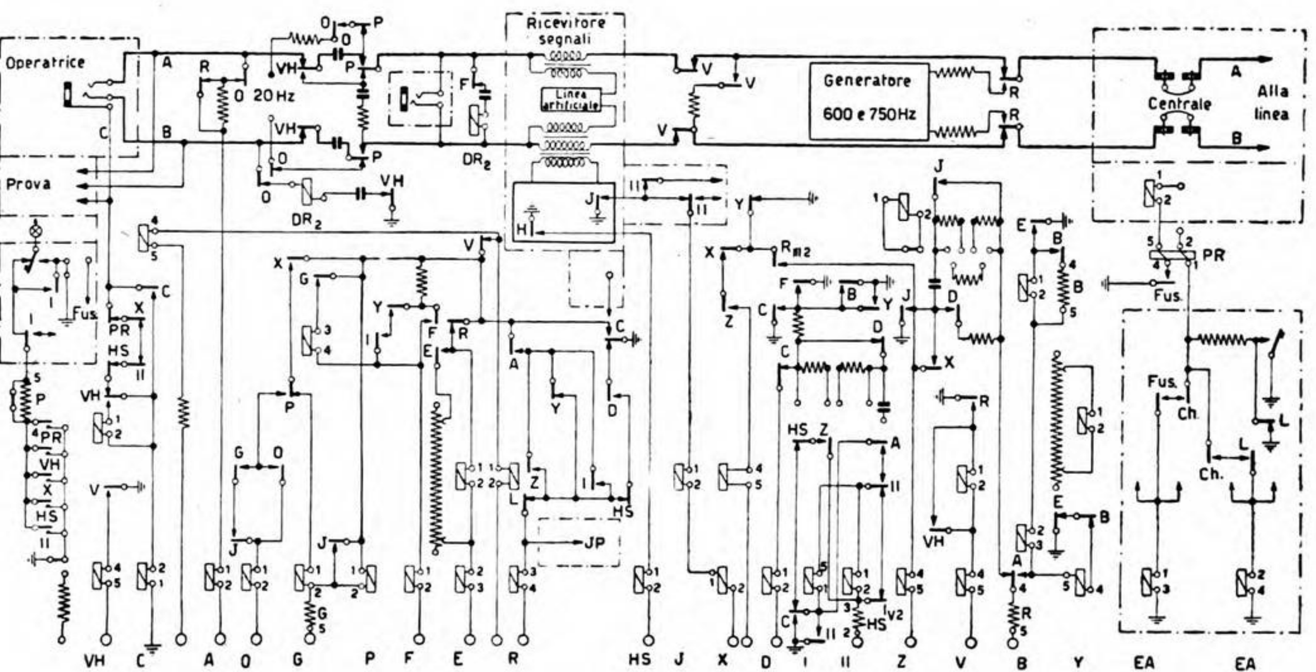


Fig. 16. — Schema elettrico del circuito del trasduttore uscente del tipo Siemens: i simboli di relè situati sulla medesima verticale non rappresentano relè diversi ma avvolgimenti distinti del medesimo relè, la cui denominazione è indicata in basso.

mezzo del terzo filo (del circuito di operatrice) inserisce batteria sul filo *C* ed eccita il relè *C*, come appare dalla rappresentazione funzionale attraverso la freccia segnata in figura. Infatti sullo schema elettrico riportandosi all'avvolgimento del relè *C*, si nota che il circuito si chiude attraverso i contatti: terra, avvolgimento relè *C*, contatto *VH*, contatto *HS*, contatto *II*, contatto *X*, contatto *PR*, boccola, innesto operatrice, terzo filo spina e batteria 22,5 V di centrale. Successivamente, ritornando sulla rappresentazione funzionale e partendo dallá verticale del relè *C* si segua la linea orizzontale che termina con tre frecce rispettivamente sulle verticali dei relè *P*, *R*, *I*, e ciò graficamente vuol significare che il relè *C* con la sua attrazione e con i suoi contatti eccita contemporaneamente i predetti relè *P*, *R*, *I*. Per notare ciò sullo schema elettrico ci si porta sull'avvolgimento del relè *P*, notando che il circuito rimane chiuso attraverso i seguenti contatti: batteria centrale, resistenza *G*, avvolgimento relè *P*, contatto *C*, terra. Per *R* analogamente il circuito si chiude attraverso i contatti: batteria centrale, avvolgimento 1-2 relè *R*, contatto *V*, contatto relè *C*, terra. Per il relè *I* analogamente il circuito si chiude attraverso i contatti: terra, contatto relè *C*, avvolgimento *I*, contatto relè *II*, contatto relè *I*, resistenza *HS*, batteria centrale.

È da notare che con l'attrazione del relè *I* si apre il contatto I_{v2} e si determina l'attrazione del relè *II*, come indicato nella rappresentazione funzionale. Portandosi ora sull'orizzontale immediatamente seguente a quella prima contemplata, si legge nella rappresentazione funzionale che il relè *R* mediante i suoi contatti aziona i relè *Z* e *V* e connette il generatore delle frequenze foniche ai fili *A* e *B* di linea. Portandosi sullo schema elettrico e riferendosi all'avvolgimento del relè *Z*, si nota che la chiusura del circuito è fatta attraverso: batteria centrale, avvolgimento 5-4 relè *Z*, contatto R_{III_2}, contatto *Y*, terra.

È da notare che sullo schema elettrico il contatto *R* appare aperto, mentre deve ritenersi chiuso per la seguente osservazione generale. Nella rappresentazione funzionale le linee verticali rappresentano, se pure non in iscala, la durata dei tempi di attrazione dei vari relè; ne consegue che qualsiasi orizzontale tracciata sulla rappresentazione funzionale individua, nei vari punti d'incontro con le verticali, i relè che in quel determinato momento sono attratti e ne discende quindi che in un determinato istante bisognerà, nella lettura del relativo schema elettrico, ritenere chiusi i contatti di lavoro, aperti i contatti di apertura ed invertiti i contatti di scambio.

Tornando alla predetta orizzontale si è vista la chiusura di *Z*; ora si nota che il circuito di *V* è chiuso attraverso i seguenti contatti: batteria centrale, punti 5 e 4 avvolgimento relè *V*, punti 2 e 1 relè *V*, contatto *R*, terra. Infine il generatore rimane connesso con la linea attraverso i contatti: filo *A* di linea, cavallotto di linea, centrale, contatto relè *R*, resistenza, generatore, resistenza, contatto relè *R*, cavallotto centrale linea, filo *B*. Nella rappresentazione funzionale dopo

la orizzontale passante per R, Z e V, s'incontra la successiva orizzontale partente da V la quale eccita VH. Infatti nello schema elettrico per VH si nota che il circuito è chiuso attraverso i seguenti contatti: batteria, avvolgimento 5 e 4 di VH, contatto relè V, terra. Continuando, nella

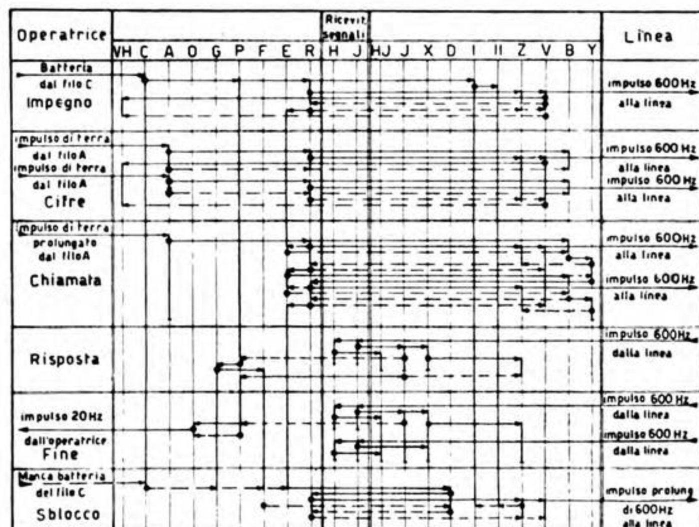


Fig. 17. — Rappresentazione funzionale grafica dello schema di figura 16.

lettura, la successiva orizzontale parte dal relè V e va sul relè R. È da notare che la predetta orizzontale, a differenza delle precedenti, è tratteggiata. Le orizzontali tratteggiate invece di rappresentare operazioni di eccitazione per i relè interessati, rappresentano operazioni di diseccitazione. Nel caso presente il relè R è diseccitato da V. Infatti sullo schema elettrico si è già visto che la eccitazione di R avviene attraverso il contatto di V.

Continuando, la prossima orizzontale eccita il relè E e diseccita contemporaneamente, per mezzo della caduta di R, Z e V. Riportandosi nello schema elettrico sull'avvolgimento di E, si nota che il circuito si chiude attraverso i seguenti contatti: batteria centrale, avvolgimenti 3-2-1 relè E, contatto R, contatto C, terra. Invece i relè Z e V si diseccitano, perchè la loro attrazione era dovuta ai contatti di lavoro del relè R, ora diseccitato. Infine per terminare la descrizione del criterio d'impegno, ci si porta sulla nuova e ultima orizzontale la quale partendo da V diseccita VH. Infatti dallo schema elettrico risulta che, fin quando V è attratto, anche VH è eccitato attraverso il contatto di lavoro di V.

5. - Conclusioni.

Sono stati illustrati i criteri e le norme che presiedono al funzionamento dei trasduttori teleselettivi di diversi tipi e nel quadro generale della tecnica di teleselezione si sono indicate le particolarità dei tipi attuali, soffermandosi attraverso l'esperienza dell'esercizio su quelli costituenti attualmente il primo nucleo di impianti teleselettivi a grande distanza. Per le catene di comando a relè si è cercato di fornire una chiara rappresentazione elettrica e schematica utile ai fini dell'esercizio.

Attraverso successivi perfezionamenti già in atto e che ulteriormente saranno conseguiti, la teleselezione verrà a mano a mano estendendosi sulle reti interurbane, avendosi come criterio direttivo fondamentale la possibilità di connessione di trasduttori teleselettivi su qualsiasi tipo di circuito: reale, virtuale, a frequenza vettrice, in cavo od aereo. Gli automatismi si orientano sul sistema del semiautomatico con esclusione dell'operatrice d'arrivo; il loro accrescersi, mentre diminuirà i tempi d'attesa, aumentando l'indice di utilizzazione della linea, apporterà una somma di altri problemi tecnici d'importanza vitale ai fini dell'esercizio: accrescimento della verifica preventiva per la costanza degli equivalenti di linea, più rigorose norme per l'esercizio e la manutenzione dei complessi, ordinate operazioni di misura per la sorveglianza delle centrali direttrici (registrazione degli impulsi di lavoro e misure varie sui trasduttori interessati); criteri di specializzazione per i tecnici addetti alla teleselezione, la quale nel futuro potrà costituire centrali a sè stanti con acquisite caratteristiche specifiche che le differenzieranno dagli impianti di amplificazione propriamente detti. Col crescere degli automatismi (rapido accorciamento in senso figurato delle distanze) conseguirà un necessario accentramento della direzione tecnica degli impianti al fine di perseguire unicità di indirizzo e miglioramento di rendimento.

Milano - Stazione amplificatrice telegrafonica dello Stato.

IMPEDENZA MECCANICA E CLASSIFICAZIONE DEI MICROFONI

PIERO GIORGIO BORDONI

Si precisa la distinzione tra i microfoni sensibili alla pressione acustica, al gradiente di pressione ed alla velocità, considerando le loro caratteristiche costruttive e valendosi principalmente del confronto tra l'impedenza meccanica nel vuoto del diaframma mobile e quella addizionale dovuta all'aria.

1. - Premessa.

In alcune classificazioni basate sul comportamento dei microfoni nei riguardi del campo sonoro (¹), la distinzione tra gli apparecchi sensibili alla pressione acustica e quelli sensibili al gradiente di pressione è fatta con un'esperienza concettuale; si immagina di portarli in un sistema di onde stazionarie: quelli che dànno la massima uscita nei ventri di pressione sono *microfoni a pressione*, gli altri *a gradiente di pressione*.

Un tale criterio ha vari inconvenienti:

a) fa dipendere la determinazione del comportamento del microfono da un'esperienza, sia pure concettuale, relativa a condizioni molto diverse da quelle normali di funzionamento;

b) vale soltanto a bassa frequenza, poichè quando le dimensioni del microfono siano paragonabili a λ non si può prescindere, anche in un'esperienza concettuale, dalla deformazione del campo sonoro dovuta alla diffrazione;

c) non permette di distinguere i microfoni sensibili al gradiente di pressione da quelli sensibili alla velocità, poichè i nodi di queste due grandezze acustiche coincidono;

d) a frequenza elevata dà un risultato diverso, per i microfoni a gradiente di pressione, secondo che le onde stazionarie siano ottenute

(¹) Si veda ad esempio:
K. SCHUSTER: Zur Definition der Begriffe Druckempfänger und Bewegungsempfänger - E. N. T., 1932, IX, p. 235.
A. CHARKEWITSCH: Einige Bemerkungen zur Klassification der Mikrophone - E. N. T., 1933, X, p. 195.
A. GIGLI: Schema di teoria e di classificazione dei microfoni - A. F., 1939, VIII, p. 537.

con una parete riflettente oppure con due sorgenti vere e proprie, a causa dell'*ombra acustica*.

Sembra quindi opportuno sostituire all'esperienza concettuale indicata qualche altro criterio che abbia minori inconvenienti. È questo appunto lo scopo della nota attuale, nella quale si è cercato di distinguere i microfoni a pressione da quelli a gradiente di pressione ed a velocità mediante l'esame delle loro caratteristiche costruttive e del loro comportamento nelle condizioni più semplici di funzionamento, quando siano investiti da un'onda progressiva sensibilmente piana (²).

2. - Microfoni con e senza diaframma mobile.

È innanzitutto opportuno dividere i microfoni in due categorie secondo che il loro funzionamento sia basato o no sul moto di organi meccanici.

La prima categoria comprende tutti i microfoni comunemente usati (a condensatore, a carbone, a nastro, a bobina mobile, magnetici, piezoelettrici) ed inoltre alcuni microfoni meno usati, come quello capillare e quello a magnetostrizione. La parte mobile si lascia sempre ricondurre, in via semplificativa, allo schema di un sistema oscillante ad un grado di libertà, costituito da un diaframma rigido di massa M' il cui spostamento ξ sia dovuto all'azione contemporanea di una forza esterna F_e prodotta dal campo sonoro, di una forza elastica di richiamo $D'\xi$ e di una forza d'attrito $R'\dot{\xi}$.

La seconda categoria è di gran lunga meno numerosa della prima, e dà luogo a scarse applicazioni tecniche: comprende i microfoni termici, i catodofoni, ed i dispositivi basati sulla variazione della costante dielettrica e dell'indice di rifrazione del mezzo.

Mentre i microfoni della prima categoria sono suscettibili di un trattamento unitario, sotto l'aspetto del loro comportamento acustico, quelli della seconda devono essere esaminati separatamente.

3. - Diaframma investito dal suono su di una sola faccia.

Se il diaframma s è inserito in un involucro rigido a (fig. 1) una sola delle sue facce è accessibile alle variazioni di pressione. Per il teorema di Thevenin (³) la velocità $\dot{\xi} = U$ sen $(\omega t + \varphi_2)$ del diaframma è espressa approssimatamente dal rapporto tra la forza che le onde sonore eserciterebbero su di esso se fosse fermo, e la sua impedenza meccanica Z. Indi-

(²) Parlando di un'onda sensibilmente piana si vuole intendere che essa era tale prima dell'introduzione del microfono. Delle deformazioni introdotte da quest'ultimo nel campo sonoro si tiene poi il debito conto nelle considerazioni successive, specialmente per quanto riguarda i microfoni a gradiente.

(³) Per quanto riguarda le applicazioni di questo teorema a sistemi acustici si veda, ad esempio: S. BALLANTINE: Effect of the cavity resonance on the frequency response characteristic of the condenser microphone - Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 1206.

cando con $p_0 = P_0$ sen ωt la pressione dell'onda piana che investe normalmente il microfono, e con $p = P$ sen $(\omega t + \varphi_1)$ la pressione effettivamente agente sul diaframma supposto immobile, si ha:

$$F_e = \int_S P\, dS\,.$$

D'altra parte è: $Z = Z' + Z'' + Z'''$; dove Z' è l'impedenza meccanica del diaframma nel vuoto, e Z'', Z''' sono rispettivamente le impedenze meccaniche di radiazione (dell'aria esterna) e di reazione (dell'aria contenuta nella cavità v). Quindi il modulo della velocità U del diaframma è dato da:

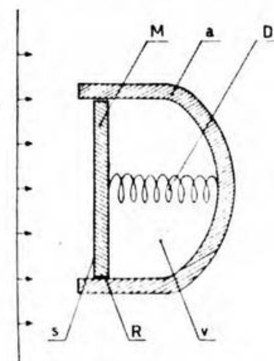


Fig. 1. — Microfono con diaframma investito dal suono su di una sola faccia.

$$[1] \quad |U| = \frac{|F_e|}{|Z|} = \frac{\left|\int_S P\, dS\right|}{|Z' + Z'' + Z'''|}\,.$$

Quando una delle tre impedenze Z', Z'', Z''' in valore assoluto predomina sulle altre, la [1] assume una forma più semplice, alla quale corrisponde un significato fisico particolare. Si possono avere tre casi:

1) $|Z'| \gg |Z'' + Z'''|$; allora la [1] si riduce a:

$$|U| = \frac{\left|\int_S P\, dS\right|}{|Z'|}\,.$$

La Z' dipende unicamente dai parametri meccanici del microfono M', R', D', e non da quelli del mezzo. Quindi la velocità U del diaframma dipende soltanto dalla struttura del microfono e dalla pressione acustica, ma non dalle altre grandezze acustiche (velocità, condensazione, gradiente di pressione e così via).

Sembra logico usare in questo caso il nome di « microfono a pressione ». È questo il caso dei microfoni a cristallo, a condensatore e simili, che sono molto rigidi rispetto all'aria.

2) $|Z''| \gg |Z' + Z'''|$; allora la [1] si riduce a:

$$|U| = \frac{\left|\int_S P\, dS\right|}{|Z''|}\,.$$

L'impedenza di radiazione Z'' varia con le dimensioni e la forma del microfono, ma è in ogni caso semplicemente proporzionale alla densità ρ_0

del mezzo. Siccome in onde piane la P è proporzionale a $\rho_0 U_0$, la velocità U del diaframma dipende soltanto dalla velocità U_0 del mezzo, e non dagli altri parametri acustici: si ha un « microfono a velocità ». Questo caso si può verificare alle frequenze di risonanza dei microfoni, quando gli attriti interni siano sufficientemente piccoli, oppure quando il mezzo che circonda il microfono sia molto denso, e gli organi mobili siano abbastanza leggeri, come avviene in taluni idrofoni.

3) $|Z'''| \gg |Z' + Z''|$; allora la [1] si riduce a:

$$|U| = \frac{\left|\int_S P\,dS\right|}{|Z'''|}:$$

L'impedenza di reazione Z''' è anch'essa generalmente proporzionale a ρ_0 come Z''; anche in questo caso si ha un « microfono a velocità » ([4]).

A questo funzionamento si avvicina il microfono a condensatore proposto da Riegger nel quale l'impedenza si riduce sensibilmente a quella dello strato d'aria che si trova dietro la membrana.

Il comportamento dei microfoni a pressione è caratterizzato dal fatto che al variare della densità del gas che li circonda, se la pressione acustica rimane costante, essi dànno, entro certi limiti, indicazioni costanti, sebbene la velocità acustica vari in maniera inversamente proporzionale alla pressione. Il contrario avviene per i microfoni a velocità.

Quando due delle impedenze Z', Z'', Z''', oppure tutte e tre, hanno valori paragonabili, il moto del diaframma, e quindi l'« uscita » del microfono, non sono più proporzionali alla sola pressione, o alla sola velocità acustica, ma dipendono da entrambe in maniera piuttosto complicata.

Va osservato che uno stesso microfono in fluidi differenti può avere comportamento diverso, a causa delle differenze enormi che si possono avere tra i rispettivi valori di Z'', Z'''. Inoltre uno stesso microfono in uno stesso fluido può anche comportarsi diversamente al variare della frequenza; in particolare al tendere a zero di f la Z' tende all'infinito, mentre alla risonanza si riduce alla sua parte reale R', spesso molto piccola.

Si può infine notare che la denominazione « microfono a velocità acustica » non implica necessariamente l'idea che il movimento dell'aria sia la causa immediata di un altro movimento ([5]) oppure, in altri termini, che la velocità delle particelle sia capace di generare lo spostamento o

([4]) Fa eccezione il caso che l'impedenza Z''' sia prevalentemente dovuta ad una resistenza viscosa: allora essa non è semplicemente proporzionale a ρ_0; si veda ad esempio: H. F. Olson a. F. Massa: Applied acoustics. - P. Blakiston's Son, Philadelphia, 1934, p. 37.

Alla relazione tra l'impedenza e la densità del fluido è dedicata anche la nota: P. G. Bordoni: Influenza della pressione atmosferica sulle impedenze acustiche dovute alla viscosità - Ricerca Scientifica, 1945, XV, p. 415.

([5]) A. Charkewitsch: loc. cit. nota ([1]).

la deformazione di un nastro, o di una membrana ([6]). Secondo la meccanica classica sono le forze, e quindi le pressioni, che vanno riguardate come le cause del moto; i nomi di « microfono a pressione, a gradiente, a velocità » ricordano semplicemente la proporzionalità tra queste tre grandezze e la f. e. m. generata.

4. - Diaframma investito dal suono su entrambe le facce.

Se l'involucro *a* che sostiene il diaframma è abbondantemente forato e simmetrico rispetto ad esso (fig. 2), entrambe le facce sono accessibili al suono in egual maniera.

Le impedenze Z', Z'' conservano il significato che è stato precedentemente attribuito loro; la Z''' invece diviene l'impedenza di radiazione della seconda faccia del microfono, eguale quindi alla Z''.

L'impedenza totale rimane così formata da: $Z = Z' + 2\,Z''$.

La forza agente sul diaframma è la risultante delle pressioni P_1, P_2 agenti sulle due facce: $F_e = \int_S (P_1 - P_2)\, dS$.

Al posto della [1] si ha quindi la seguente espressione della velocità U del diaframma:

$$[2] \qquad |U| = \frac{\left|\int_S (P_1 - P_2)\, dS\right|}{|Z' + 2\,Z''|}\,.$$

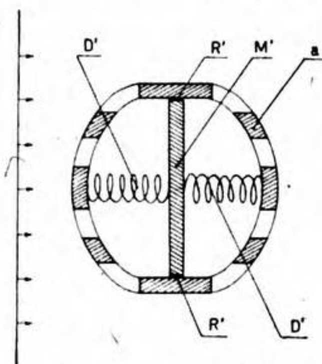


Fig. 2. — Microfono con diaframma investito dal suono su entrambe le facce.

Secondo che la Z' o la Z'' siano trascurabili si hanno due casi particolarmente importanti:

1) $|Z'| \gg 2\,|Z''|$; allora la [2] si riduce a:

$$|U| = \frac{\left|\int_S (P_1 - P_2)\, dS\right|}{|Z'|}\,.$$

Il moto del diaframma in queste condizioni dipende soltanto dalle sue caratteristiche meccaniche e dalle pressioni P_1, P_2. Alle basse frequenze, $P_1 - P_2$ è proporzionale al gradiente di pressione dell'onda incidente e si ha un « microfono a gradiente di pressione » ([7]).

([6]) A. GIGLI: loc. cit. nota ([1]).
([7]) A. GIGLI: Sulle proprietà dei microfoni a gradiente di pressione - A. F., 1941, X, p. 99.

A frequenze molto elevate, e per incidenza normale, la P_2 si annulla, a causa dell'*ombra acustica* che si forma sulla faccia posteriore del diaframma, si ha quindi un « microfono a pressione ». Alle frequenze intermedie, oppure per incidenze prossime a quella radente, $P_1 - P_2$ dipende contemporaneamente dalla pressione dell'onda incidente e dal suo gradiente.

2) $2 |Z''| \gg |Z'|$; allora la [2] si riduce a:

$$|U| = \frac{\left| \int_S (P_1 - P_2)\, dS \right|}{|2 Z''|} .$$

Siccome P_1, P_2 sono proporzionali a ρ_0 come Z'', si ha un « microfono a velocità », qualunque siano la frequenza e l'incidenza.

Va particolarmente notato il fatto che il comportamento del microfono varia non soltanto con la densità del mezzo che lo circonda e con la frequenza (come si è visto che avviene quando una sola faccia del diaframma è investita dal suono) ma anche con l'angolo di incidenza; uno stesso microfono, a frequenza elevata, è sensibile alla pressione per incidenza normale ed al gradiente per incidenza radente. Inoltre se esso è posto in un sistema di onde stazionarie i risultati sono diversi secondo che le onde siano ottenute con due sorgenti vere e proprie, oppure con una sorgente ed un riflettore. Nel primo caso la tensione fornita è massima nei ventri di gradiente a qualunque frequenza, e si annulla in quelli di pressione. Nel secondo caso il microfono deforma apprezzabilmente il campo, e dà in ogni punto una indicazione diversa da zero.

5. - Microfoni senza organi mobili.

La loro classificazione in base al comportamento acustico non offre difficoltà e viene riportata soltanto per ragioni di completezza.

Per il microfono a filo caldo vale la relazione (8):

[3] $$\Delta r = k\, r_0\, u^2 ,$$

dove Δr è la variazione di resistenza (Ω), r_0 la resistenza iniziale (Ω), u la velocità dell'aria ($m \cdot s^{-1}$), k una costante di proporzionalità ($m^{-2} \cdot s^2$); esso quindi può essere considerato un microfono a velocità in tutto il campo di funzionamento poichè le sue piccolissime dimensioni non deformano apprezzabilmente il campo sonoro.

Il catodofono è anch'esso sensibile alla velocità acustica, come si rileva dal suo principio di funzionamento (9).

(8) E. Perucca: Fisica generale e sperimentale. Vol. I - U.T.E.T., Torino, 1940, p. 504.

(9) W. Wien u. F. Harms: Handbuch der Experimentalphysik. Band XVII, 2. Teil: E. Waetzmann: Technische Akustik - Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1934, p. 103 e 216.

Invece i dispositivi fondati sulla variazione dell'indice di rifrazione e della costante dielettrica ([10]), essendo entrambe queste grandezze proporzionali a P, dànno luogo a microfoni a pressione.

6. - Conclusioni.

L'esperienza concettuale, mediante la quale si separano i microfoni a pressione da quelli a gradiente, immaginando di portarli in un sistema di onde stazionarie, lascia adito ad alcune incertezze che possono essere eliminate esaminando accuratamente il comportamento dei microfoni dotati di diaframma mobile rispetto al campo sonoro.

Si possono così distinguere i microfoni a velocità da quelli a gradiente di pressione, che sembra opportuno classificare in due categorie separate. Il loro funzionamento è infatti sostanzialmente diverso, sebbene in alcuni casi particolari (onde stazionarie) essi si comportino in modo analogo.

Si giunge ai seguenti risultati:

1) sono microfoni sensibili alla pressione quelli in cui il diaframma è investito dal suono su di una sola faccia e l'impedenza del diaframma nel vuoto è molto maggiore dell'impedenza addizionale dovuta all'aria;

2) gli stessi microfoni, quando entrambe le facce del diaframma siano investite dal suono, alle basse frequenze, sono sensibili al gradiente di pressione; alle frequenze più elevate il loro comportamento varia con l'incidenza del suono;

3) sono microfoni sensibili alla velocità quelli in cui l'impedenza del diaframma nel vuoto è trascurabile di fronte a quella dovuta all'aria.

La classificazione in base allo stesso criterio dei microfoni sprovvisti di organi mobili è suggerita dal loro stesso principio di funzionamento e non offre particolari difficoltà.

La distinzione tra microfoni a pressione, a gradiente ed a velocità, essendo basata sul loro comportamento nei riguardi del mezzo circostante, non caratterizza una proprietà intrinseca dei microfoni, ma dipende anche dalla natura del mezzo e dalla frequenza. Questo fatto, pur limitando la portata concettuale della classificazione, non toglie quasi nulla alla sua importanza ai fini tecnici ed applicativi, nella stessa maniera che, nel campo elettrico, pur essendo impossibile stabilire una netta separazione tra amperometri e voltmetri, è indubbia l'utilità di una loro distinzione.

L'autore ringrazia il prof. A. Giacomini per i suggerimenti da lui ricevuti nella elaborazione del presente lavoro.

Roma - Istituto Nazionale di Elettroacustica O. M. Corbino.

([10]) A. L. Foley: Nature, 1929, CXXIII, p. 733.

RECENSIONI

APPLICAZIONI VARIE.

T. C. MACNAMARA e H. T. GREATOREX — **Prove di riscaldamento con radiofrequenza.** (W. E., giugno 1945, XXII, 261, pag. 269-275, con 6 fig.).

Gli autori si sono posti il problema di far evaporare l'assorbitore (*getter*) in un piccolo tubo al neon mediante riscaldamento a radiofrequenza, senza danneggiare le saldature tra il vetro ed i reofori degli elettrodi. Come frequenza di funzionamento si è scelta quella di 0,5 MHz. Dopo vari tentativi è stata costruita un'apparecchiatura che permette di far evaporare l'assorbitore in una frazione di secondo. Essa è costituita da tre parti: dall'oscillatore, dal circuito di utilizzazione e da una linea che collega le altre due parti. L'oscillatore, che utilizza tre tubi riceventi di potenza funzionanti in classe C, e può erogare una potenza di 300 W, non presenta particolari degni di nota. La parte più interessante dell'apparecchiatura è il circuito di utilizzazione, che comprende una bobinetta di 0,35 μH, formata da 10 spire di piattina di rame, nella quale viene introdotto il tubo, ed un condensatore in mica di 0,3 μF in parallelo con la bobina. La sua resistenza equivalente in serie è di 0,02 Ω e quella in parallelo di 50 Ω; la corrente che lo percorre è di circa 100 A. La linea di collegamento, costituita da treccia flessibile, permette anche di adattare il circuito di utilizzazione all'oscillatore, collegandola opportunamente col circuito oscillatorio di quest'ultimo.

G. G.

FISICA GENERALE.

P. G. BORDONI — **Metodi approssimati per lo studio delle sorgenti sonore.** (Acta Pont. Acad. Sci., 1944, VIII, 8, pag. 61-66, con 1 fig.).

Lo studio delle onde irradiate dalle sorgenti sonore è molto semplice, quando si suppone che la sorgente sonora sia sferica e che la velocità alla sua superficie abbia ovunque la medesima fase e sia simmetrica rispetto all'asse polare. Si considerano qui alcuni casi relativamente più complessi, in cui: 1) sia assegnata la velocità su tutta la superficie della sfera, ma con fase variabile da punto a punto; 2) sia assegnata analogamente la pressione, con fase variabile; 3) siano date condizioni miste, cioè velocità su una parte della superficie e pressione (ovvero impedenza) sul resto, o simili.

Si considerano soltanto condizioni al contorno aventi simmetria di rotazione rispetto ad un asse e si trattano i casi 1 e 2 (i quali conducono ad una soluzione esatta) considerando la velocità, che si presenta con fase variabile, come la risultante di due velocità in quadratura rispetto al tempo, ossia aventi, ciascuna, fase costante e ampiezza variabile. Ciò equivale a dire che, nello sviluppo in serie di Legendre dell'espressione della velocità (o della pressione), i coefficienti sono da considerarsi come grandezze complesse.

Nel caso 3 non si può più seguire il medesimo procedimento e la soluzione si consegue soltanto in maniera approssimata, ma suscettibile di ridurre indefinitamente l'errore, grazie ad un ordinario processo di interpolazione. Il calcolo è relativamente rapido in condizioni particolari, quali si hanno ad esempio nel caso che la velocità sia assegnata su quasi tutta la sfera e la impedenza soltanto su di una piccola calotta. Anche il caso di una sorgente sonora di forma non sferica può essere preso in esame, immaginando che essa sia per così dire eccitata da un'altra sorgente sferica, situata interamente nell'interno della prima. Con procedimenti analoghi si potrebbe ad esempio studiare la radiazione di un altoparlante elettrodinamico, applicato ad uno schermo acustico in forma di scatola, sia chiusa posteriormente, sia aperta. *Di.*

P. G. Bordoni — **Caratteristiche di radiazione di una sfera rigida munita di calotta oscillante.** (Commentationes Pont. Acad. Sci., 1944, VIII, 18, pag. 505-525, con 10 fig.).

In molte misure di acustica ed in alcune applicazioni tecniche è necessario disporre di una sorgente sonora poco direzionale, che produca in ogni punto del suo asse di simmetria una pressione quasi costante al variare della frequenza. A tal fine si usa di solito un comune altoparlante elettrodinamico applicato ad uno schermo acustico chiuso (all'incirca cubico e parzialmente riempito di materiale assorbente), che impedisce l'interferenza fra le onde emesse dalle due facce del cono. Il comportamento del sistema, che non può essere ben previsto teoricamente, soddisfa scarsamente alle condizioni poste.

È per contro possibile attuare una sorgente sonora per uso di laboratorio, le cui caratteristiche di direzionalità e di frequenza siano calcolabili analiticamente e risultino migliori di quelle del consueto dispositivo sperimentale. Si propone a tal fine di dare alla sorgente la forma di una sfera rigida con una calotta oscillante rigida anch'essa, il cui diametro sottenda un angolo al centro di $\pi/2$. La calotta medesima deve soddisfare ad un opportuno compromesso tra varie condizioni ed in particolare essere rigida e in pari tempo non troppo pesante, così che la sua frequenza propria sia maggiore di quelle da irradiare, il moto sia principalmente governato dalla forza d'inerzia e la potenza emessa non sia troppo piccola. Grazie alla forma proposta è possibile fare una previsione teorica del comportamento del sistema mediante l'analisi armonica sferica. Con

l'ausilio di questa ed in base ad opportune ipotesi, vengono calcolate la potenza irradiata, alcune caratteristiche direzionali, la pressione acustica in alcuni punti dell'asse e l'impedenza meccanica di radiazione. I risultati dei calcoli fanno prevedere per il dispositivo le proprietà di:

1) irradiare una potenza sonora quasi costante al variare della frequenza, finchè il raggio della sfera è minore di un terzo della lunghezza d'onda; per frequenze maggiori la potenza decresce lentamente;

2) produrre sul suo asse una pressione acustica che cresce con la frequenza, fino a raggiungere un valore doppio di quello iniziale. *Di.*

P. G. BORDONI — **Sulle funzioni di Stokes.** (Commentationes Pont. Acad. Sci., 1945, IX, 3, pag. 87-113, con 4 fig.).

In un campo di onde elastiche longitudinali il potenziale di velocità $R(r)$ è legato alla distanza r del punto considerato dall'origine mediante la nota equazione differenziale:

$$\frac{d^2R}{dr^2} + \frac{2}{r}\frac{dR}{dr} + \left[k^2 - \frac{m(m+1)}{r^2}\right] R = 0 .$$

L'equazione può essere integrata per due vie diverse, riducendola all'equazione di Bessel, ovvero ad un'equazione simile a quella armonica. Nella seconda soluzione, che bene si presta ad un'interpretazione fisica dei risultati, entrano particolari serie finite di potenze negative, introdotte a suo tempo da G. G. Stokes e chiamate qui « funzioni di Stokes », le quali non sono state finora messe a profitto per la soluzione del problema in esame a causa della mancanza di tabelle di valori numerici e di formule ricorrenti.

Sviluppati ambedue i procedimenti e messe a confronto le soluzioni ottenute, si rileva che nel secondo caso risultano separatamente caratterizzati il modulo del potenziale e la sua fase nel caso della propagazione sferica, nonchè la correzione da apportare all'uno e all'altra quando la propagazione non sia sferica. Si rileva altresì che la prima delle funzioni di Stokes qui utilizzata (funzione di 1ª specie) può considerarsi come caso limite di una particolare serie ipergeometrica di Gauss, ed inoltre che essa assume il carattere di un fattore di correzione da introdursi per tenere conto del fatto, che la propagazione non è sferica nei pressi dell'origine delle onde, ma tende a diventare tale al crescere della distanza. Infatti le funzioni di 1ª specie tendono all'unità al crescere di r.

Lo studio delle sorgenti sonore sferiche ed in particolare la determinazione della velocità in un punto qualunque del campo, e del potenziale di velocità e della pressione sulla superficie della sorgente sferica, suggerisce l'uso di altri due tipi di funzioni di Stokes, dedotte da quelle di 1ª specie e dette rispettivamente di 2ª e di 3ª specie.

Alcune tabelle ed alcune rappresentazioni grafiche delle funzioni di 1ª, 2ª e 3ª specie permettono di ricavare i valori numerici, che possono occorrere per applicare il proposto metodo di calcolo alla soluzione di determinati problemi di acustica. *Di.*

P. G. Bordoni — **La sorgente sonora in forma di cono.** (Ricerca Scientifica, settembre 1945, XV, 3, pag. 250-251, con 2 fig.).

La radiazione sonora di un diaframma conico, inserito in uno schermo acustico piano di grande estensione, si calcola di solito ammettendo di poter sostituire al cono un disco piano. W. N. Brown (1) ha dedotto un'espressione approssimata della pressione acustica in un punto del campo sonoro prodotto da un cono vibrante; ma non risulta che l'integrale, che compare in tale espressione, sia stato valutato in termini finiti. In realtà è possibile ottenerne un'espressione asintotica rapidamente convergente mediante uno sviluppo in serie, in cui il primo termine dà la pressione prodotta da un disco rigido, avente la stessa base del cono, e i termini successivi rappresentano le correzioni dovute alla conicità. Queste tendono a zero insieme con la frequenza di vibrazione e con l'altezza del cono e mostrano che, a parità di diametro e di frequenza, un cono è leggermente meno direttivo di un disco.

Nel complesso i risultati confermano il criterio di sostituire, in prima approssimazione, alla radiazione di un cono, inserito in uno schermo piano indefinito, quella di un disco piano di eguale base. *Di.*

MATERIALI.

J. T. Allanson — **La permeabilità dei materiali ferromagnetici a frequenze tra 10^5 e 10^{10} Hz.** (J. I. E. E., dicembre 1945, XCII (III), 20, pag. 247-255, con 12 fig.).

L'autore si è assunto il compito, davvero improbo, di coordinare i risultati degli studi relativi all'influenza della frequenza sulla permeabilità dei materiali ferromagnetici.

La permeabilità μ a frequenze elevate non può essere dedotta altrimenti che da misure di: *a*) resistenza; assorbimento ed attenuazione di onde elettromagnetiche; *b*) induttanza; velocità e riflessione di tali onde; i due tipi di misure dànno risultati diversi e costantemente la permeabilità dedotta da misure di resistenza è maggiore di quella dedotta da misure d'induttanza (2).

I metodi di misura più frequentemente adoperati sono quelli in cui si misura la lunghezza d'onda o l'attenuazione in fili di Lecher o linee coassiali costituite dal materiale da esaminare; metodi a ponte ed a risonanza trovano applicazione soltanto per frequenze moderate ($10^5 \div 10^7$ Hz); qualche risultato è stato ottenuto mediante termocoppie in cui il riscaldatore è formato dal filo in esame, che però ovvia-

(1) J. A. S. A., 1941, XIII, p. 20.

(2) Il concetto generale della spiegazione di questa divergenza è che, nelle trattazioni teoriche che servono a legare i risultati delle misure alla μ, essa entra come quantità complessa; poichè i fenomeni di magnetizzazione non sono lineari, il modulo di μ risulta diverso secondo che è ricavato dall'una o dall'altra delle componenti un'impedenza funzione di μ (si veda: R. Becker u. W. Döring: Ferromagnetismus - J. Springer, Berlin, 1939, p. 231).

mente non può restare alla temperatura ambiente; infine è da segnalare il metodo di Arkadiew, utilizzabile per frequenze di $10^8 \div 10^{10}$ Hz, che si basa sulla riflessione di onde elettromagnetiche su una grata di fili paralleli costituiti del materiale da esaminare.

I risultati di dette misure sono quantitativamente molto disparati; si osserva che nella massima parte mancano indicazioni relative alla costituzione chimica e micrografica del materiale ed all'intensità e direzione del campo a cui è stato sottoposto nella misura, rendendo ancora più difficile il lavoro di coordinamento; si sono comunque potuti riassumere i valori della μ in funzione della frequenza con tre diagrammi relativi a: ferro; acciai e leghe ad alta permeabilità; nichel, cobalto e polveri.

Da un esame dei diagrammi si può dedurre che a frequenze dell'ordine di 10^5 Hz i valori di μ per campi deboli sono dello stesso ordine di quelli misurati con corrente continua; la μ quindi diminuisce finchè a frequenze di circa 10^{10} Hz è prossima a quella dello spazio libero μ_0; che μ_0 sia da ritenere il valore limite per frequenze elevatissime è confermato da qualche misura eseguita con frequenze di $10^{13} \div 10^{14}$ Hz (raggi infrarossi); la diminuzione è regolare ed alcuni risultati indicanti anomalie nella progressiva riduzione di μ sono da ritenere errati.

Con corrente continua, partendo da deboli campi ed aumentandoli gradualmente, la μ aumenta sensibilmente; tale fenomeno si va attenuando con l'aumentare della frequenza, fino a diventare praticamente nullo a frequenze dell'ordine di 10^5 Hz; codesto variare di μ è pure influenzato apprezzabilmente dalla presenza di campi unidirezionali e dalla temperatura.

Si accenna quindi alla spiegazione teorica dei predetti fenomeni; tralasciando tentativi più antichi, i migliori risultati sono stati ottenuti dalle trattazioni del Becker, il quale suppone che i fenomeni siano prodotti da correnti parassite microscopiche frenanti i processi di magnetizzazione. Infatti la trattazione analitica conduce a ritenere che i processi di magnetizzazione reversibili (scorrimenti dei muri fra i domini di Weiss e rotazioni dei domini stessi) debbano fortemente attenuarsi fra 10^7 e 10^9 Hz, mentre i processi irreversibili (salti di Barkhausen) debbono sparire a frequenze più basse delle precedenti, fra 10^4 e 10^7 Hz; ciò è in ottimo accordo con la constatazione sperimentale del progressivo annullamento della suscettività fra 10^5 e 10^{10} Hz e con la sparizione dell'effetto dell'intensità del campo sopra il valore di μ per frequenze maggiori di 10^5 Hz.

Un fenomeno a parte, ancora poco studiato, ma teoricamente molto verosimile, che è risultato in queste esperienze, è la mancanza di ferromagnetismo in strati molto sottili (molecolari) di materiali ferromagnetici.

Da notare è anche la ricca ed estesa lista bibliografica sull'argomento.

V. Z.

RADIOCOMUNICAZIONI DIRETTIVE E RADIOGONIOMETRIA.

E. APPLETON — **I principi scientifici della radiolocalizzazione (trentaseiesima lettura Kelvin).** (J. I. E. E., settembre 1945, XCII (I), 57, pag. 340-353, con 24 fig.).

La radiolocalizzazione è il procedimento tecnico che permette di determinare la posizione di un oggetto nello spazio, per mezzo di radioonde, senza alcuna attiva cooperazione per parte di esso. S'intende come cooperazione non attiva dell'oggetto, che esso non sia una sorgente di radioonde, ma si limiti a riflettere passivamente quelle che lo investono.

Va reso omaggio a Marconi per avere intuito per primo, fino dal 1922, la possibilità di individuare, per mezzo di radioonde, la direzione in cui si trova un oggetto, senza alcuna attiva cooperazione per parte di questo; ma non si trattava ancora di vera radiolocalizzazione, per la quale un elemento essenziale è la valutazione della distanza.

Non è possibile determinare la distanza dell'oggetto riflettente, se non si ricorre ad una modulazione delle radioonde emesse; questa può essere di frequenza o di ampiezza. Al primo metodo va il merito di essere servito a determinare per la prima volta la posizione dello strato di Heaviside nell'alta atmosfera, per opera dell'autore e di Builder, nel dicembre 1924: facendo subire alla frequenza una variazione uniforme tra due dati limiti, in un senso o nell'altro, le onde ritornanti come eco dopo riflessione battono con quelle irradiate dall'emettitore, che nel frattempo ha cambiato frequenza, ed il ritardo dell'eco è uguale al rapporto tra la frequenza di battimento e la velocità di variazione della frequenza emessa; il metodo è particolarmente adatto per piccole distanze, ma presenta seri inconvenienti quando vi sia una molteplicità di echi, come spesso avviene nei sondaggi della ionosfera. In questo caso e per moltissime altre applicazioni è da preferire l'uso della modulazione di ampiezza, per cui si emettono brevi treni di onde elettromagnetiche, o *impulsi di radiofrequenza*, della durata di pochi microsecondi, e si misura direttamente il ritardo con cui l'eco ritorna, generalmente mediante un dispositivo oscillografico a scala lineare di tempo.

Un esempio particolarmente semplice di radiolocalizzatore si ha nell'altimetro sviluppato da Espenschied e Newhouse nel 1939, nei laboratori della « Bell Telephone »: applicazione tipica del sistema a modulazione di frequenza, con una portante di 450 MHz ed un'escursione di 25 MHz, nella modulazione. In questo caso la riflessione di energia elettromagnetica per parte del suolo è notevole; le difficoltà della radiolocalizzazione sono molto maggiori quando l'ostacolo ha dimensioni limitate, com'è il caso di un aeroplano, di un pallone o di un grosso uccello.

Indicata con E_i l'intensità del campo elettrico della perturbazione elettromagnetica incidente, in corrispondenza dell'ostacolo, e con E_r quella della perturbazione reirradiata a distanza r, si ha $E_r/E_i = L/r$, dove L è il coefficiente di diffusione dell'ostacolo, omogeneo con una lunghezza, il quale dipende dalla forma, dalle dimensioni e dalla natura

di quest'ultimo. L'intensità dell'eco è dunque, a parità di altre condizioni, inversamente proporzionale al quadrato della distanza dell'ostacolo, poichè già E_i, com'è ben noto, a grande distanza varia con legge di proporzionalità inversa; perciò la potenza emessa deve crescere con la quarta potenza della distanza dell'ostacolo: ciò spiega le ingenti difficoltà di aumentare la portata dei radiolocalizzatori.

La possibilità pratica di localizzare aerei in volo, mediante riflessione di radioonde, sembra sia stata avvertita per la prima volta nel 1931 da tecnici del « Post Office » britannico, casualmente, durante esperienze di radiocomunicazioni su onde metriche. L'osservazione venne ripetuta nel 1933 in America presso i laboratori della « Bell Telephone » e sulla scorta di questi dati s'iniziò nel 1935 in Inghilterra, sotto la guida di R. Watson Watt, una ricerca sistematica sul modo di localizzare gli aerei mediante radioonde; questi studi portarono nel 1939 all'attuazione dei primi radiolocalizzatori di pratico impiego bellico.

Col metodo per modulazione di ampiezza occorre assegnare agli impulsi di radiofrequenza una brevissima durata, perchè l'eco non venga mascherata dalla coda dell'emissione irradiata, quando l'ostacolo è relativamente vicino: con impulsi di 10 μs la distanza minima a cui teoricamente si può rivelare l'ostacolo è di 1,5 km. Stante la brevità degli impulsi, occorre concentrare in essi enormi potenze istantanee, per ottenere una buona portata, dato che in pratica questa *dipende unicamente dalla potenza media irradiata*: quanto più è breve l'impulso, infatti, tanto maggiore dev'essere la larghezza di banda del ricevitore, perchè il segnale sia riprodotto senza eccessiva distorsione, e ne deriva un proporzionale aumento del livello di potenza del rumore di fondo del ricevitore, rispetto al quale il segnale ricevuto deve mantenersi in rapporto costante, per esserne distinto.

La radiolocalizzazione di navi presenta assai maggiori difficoltà, nonostante le maggiori dimensioni dell'ostacolo, dato che approssimativamente, a causa delle particolari caratteristiche di propagazione delle radioonde in prossimità della superficie terrestre, la potenza che ritorna con l'eco varia con legge inversamente proporzionale all'ottava potenza della distanza, anzichè alla quarta come nel caso dell'ostacolo a notevole altezza dal suolo. Si ha grande vantaggio, per scopi navali, nell'usare lunghezze d'onda molto brevi.

Come sistemi direttivi trasmittenti e riceventi per scopi di radiolocalizzazione sono usate preferibilmente cortine di antenne per onde metriche e riflettori metallici per onde decimetriche e centimetriche. Con questi la direttività è tanto più acuta, quanto maggiore è il rapporto tra la larghezza di bocca del riflettore e la lunghezza d'onda: se si volesse per esempio radiolocalizzare un ostacolo che si presenti come la luna, cioè con un angolo da esso sotteso di circa mezzo grado, con una lunghezza d'onda di 3 cm occorrerebbe uno specchio parabolico con diametro di circa 426 cm, che è dimensione non proibitiva, per concentrare sull'ostacolo la maggior parte dell'energia irradiata.

La rifrazione atmosferica può spesso aumentare considerevolmente la portata di un radiolocalizzatore ed eccezionali valori di questa, osservati talvolta, sono da attribuire ad un'inversione del gradiente di temperatura, cioè ad un aumento della temperatura col crescere della quota, oppure ad una rapida diminuzione della densità di vapore acqueo, sempre col crescere della quota. Si può anche avere in qualche caso una curvatura dei « raggi » maggiore della curvatura terrestre, ma questo fenomeno di rifrazione è estremamente variabile e non vi si può fare assegnamento.

Nel campo di applicazione della radiolocalizzazione allo studio di fenomeni naturali, oltre alle note indagini sulla ionosfera per le quali essa ha avuto i primi sviluppi, un certo interesse è dato da echi di breve durata, osservati per la prima volta dall'autore e dal Naismith nel 1932 e indicanti ristrette zone d'intensa, improvvisa, ma transitoria ionizzazione (« scoppi » di ionizzazione) al disopra dello strato F. Sembra verosimile pensare che essi provengano dalla scia ionizzata di meteoriti, e se ciò risultasse confermato, si avrebbe un mezzo per lo studio di queste durante il giorno, quando le osservazioni ottiche non sono possibili. Un'interessante curiosità è che, in base a calcoli attendibili, si possa considerare non inattuabile con i mezzi odierni, sebbene non facile, la radiolocalizzazione della luna.

In appendice sono riportate considerazioni sulla diffusione delle radioonde per parte di oggetti di differente forma, sull'influenza della riflessione terrestre sulla propagazione di onde cortissime, sul diagramma polare di radiazione di un radiatore con specchio parabolico e sull'incurvamento dei raggi per effetto della rifrazione nella bassa atmosfera. Il problema del riflettore parabolico è assimilato per approssimazione a quello di onde piane incidenti su un foro praticato in uno schermo e di diametro uguale a quello del riflettore: detti $2\,a$ il diametro del foro e $2\,\vartheta$ l'angolo di apertura del lobo principale del diagramma di radiazione, il guadagno rispetto al caso di semplice dipolo è $G = 1{,}2\,\pi^2\,a^2/\lambda^2$, mentre ϑ è dato da sen $\vartheta = 0{,}61\,\lambda/a$.

Un'ampia bibliografia conclude l'articolo. *M. B.*

RICEVITORI.

P. P. Di Roberto — **Alcuni orientamenti costruttivi e d'impianto dei radioricevitori.** (Boll. C. G. E., aprile 1945, pag. 8-15, con 4 fig.).

Nella tecnica costruttiva dei radioricevitori, che si è evoluta in questi ultimi anni con un ritmo assai celere, alcune questioni, che apparentemente presentano un carattere secondario, hanno invece una vasta importanza pratica.

La disposizione delle singole parti dev'essere studiata tenendo presenti le esigenze dei collegamenti, la dispersione del calore, la prevenzione di accoppiamenti magnetici, la compattezza dei vari stadi; soprattutto

le prime, in modo da evitare che i singoli conduttori si disturbino nel funzionamento normale o si danneggino scambievolmente o rendano malagevoli eventuali riparazioni. Vi si connette anche il problema della schermatura e dei collegamenti a massa, sia degli schermi, sia di punti particolari.

Con cura speciale va eseguito il fissaggio delle calze schermanti sui conduttori isolati che esse avviluppano; i collegamenti a massa devono essere della minima resistenza ohmica e della minima induttanza, e ciò vale specialmente per i collegamenti dei condensatori variabili multipli dei circuiti oscillatòri, da eseguire con fili ottimamente isolati. Lo statore va isolato dal telaio con supporti che presentino le perdite più basse possibili. Accorgimenti speciali richiedono apparecchi destinati a funzionare in condizioni particolari, quali i ricevitori per automobile e molti tipi di stazioni militari, nonchè i ricevitori per onde ultracorte modulate con sistemi speciali, per esempio in frequenza.

La ricezione anomala consiste nel ricevere una data emittente su un punto della scala spostato; è dovuta principalmente a una combinazione di armoniche dell'onda portante e dell'oscillazione locale. Per eliminarla, i circuiti di alta e media frequenza sono proporzionati — e i punti di lavoro sulle caratteristiche dei tubi sono scelti — in modo che le oscillazioni locali siano di forma pura per quanto è possibile; si evitano con un'efficace schermatura accoppiamenti tra i conduttori, si allineano accuratamente i circuiti a media frequenza.

Gli effetti microfonici prodotti da contatti malsicuri o da instabilità della posizione reciproca di elementi di circuito hanno luogo di rado; più spesso ricorrono quelli dovuti a una persistente reazione acustica tra il diffusore ed organi particolarmente sensibili del ricevitore, come le lamine dei condensatori d'accordo e dei microcondensatori di regolazione, gli elettrodi dei tubi, le spire delle bobine e i loro collegamenti. Il fenomeno, che si manifesta con un « urlo » sovrapposto alla riproduzione acustica, si può prevenire col disaccoppiamento meccanico tra gli organi influenzanti e quelli più influenzabili, con l'adozione di sospensioni elastiche tra mobile e altoparlante, con l'interruzione delle onde stazionarie dentro il mobile e con altri accorgimenti tecnologici.

Circa gli effetti del tormento meccanico dovuto al trasporto o alle condizioni di uso, se per esempio su veicoli in movimento, i guasti consistono in deformazioni dei sostegni o degli organi elastici, strappi dovuti alle oscillazioni di pezzi pesanti, allentamento delle viti. Eliminati tutti i punti deboli del ricevitore, si eseguono poi prove di resistenza alle vibrazioni e agli urti con appositi « banchi vibranti » e « traballatori ». Cura opportuna si dedica al materiale d'imballo.

L'invecchiamento dà luogo a molteplici effetti: meccanici, dipendenti dal materiale usato e dalla sua lavorazione, e importanti per i contatti di alcuni tipi di commutatori, per il materiale d'appoggio dei supporti elastici, per i sostegni di organi rotanti; termici e igroscopici, manifestantisi, anche indipendentemente dall'uso del ricevitore, su buona parte

degli isolanti adoperati; chimici, determinanti l'indurimento di isolanti plastici, la parziale carbonizzazione degli smalti, le corrosioni in genere e, in particolare, quelle della superficie dei conduttori per vernici scadenti.

Cause di non buon funzionamento possono risiedere nell'impianto d'antenna, nella presa di terra, nella conduttura d'alimentazione. Disturbi sono procurati dalla rete stradale in due modi: uno, più comune, assimilabile all'introduzione di una corrente disturbatrice, che si elimina con opportune capacità all'ingresso; l'altro, più subdolo, dovuto agli effetti elettrochimici. Le parti disturbatrici sono, nella rete, zone di giunzione e contatti di coppie galvanicamente attive, per esempio capicorda di ferro in contatto con fili di zinco o di rame zincato.

Effetti dannosi generano le giunzioni senza saldatura dei conduttori d'antenna. Le prese di terra possono causare crepitii improvvisi, discontinui, se i conduttori toccano, negli incroci, le guaine metalliche di protezione della rete d'illuminazione, le quali, presentando in genere capacità e resistenza verso terra, rimangono sotto tensione.

Cure particolari richiede l'impianto dei ricevitori alimentati da batterie con survoltori, specialmente se destinati a funzionare a bordo di veicoli. Una buona schermatura del ricevitore, del survoltore coi relativi filtri, delle discese d'antenna e dei cordoni di collegamento previene gli effetti disturbatori dovuti alle induzioni dirette e alle componenti irradiate. Se tratti di schermi e di conduttori di collegamento con la terra presentano una certa resistenza per le alte frequenze, le tensioni indottevi dagli elementi racchiusi, invece di essere scaricate a terra, vengono irradiate e quindi raccolte dall'antenna; tratti contigui nelle condizioni ora dette possono formare ampie spire chiuse che, oltre a funzionare da radiatori parassiti, costituiscono circuiti direttamente induttori. Come rimedio sono da ricercare e stabilire punti di collegamento degli schermi col negativo della sorgente di tensione continua, il quale poi, di regola, va collegato col telaio del veicolo, cercando per tentativi il punto adatto, da cui basta spesso spostarsi di poche decine di centimetri per introdurre cospicue perturbazioni. I disturbi possono pervenire al ricevitore dal complesso survoltore per conduzione attraverso le canalizzazioni, dopo oltrepassati i filtri; per ridurli, s'inseriscono all'entrata del ricevitore — in maniera opportuna e dipendente dal modo della propagazione, simmetrico o asimmetrico rispetto alla massa — condensatori antinduttivi di capacità appropriata. *N. L. B.*

W. J. Polydoroff — **Accordo a permeabilità.** (Electronics, novembre 1945, XVIII, 11, pag. 155-157, con 2 fig.).

Compattezza, leggerezza, stabilità, assenza di microfonicità e basso costo sono i principali vantaggi che l'accordo a permeabilità offre rispetto ai sistemi di accordo a variazione di capacità. Nel caso di supereterodine per la ricezione della gamma delle onde medie, l'induttore del preselet-

tore deve consentire una variazione d'induttanza di circa 10 a 1 e quello dell'oscillatore una dell'ordine di 5 a 1, o almeno, rispettivamente, di 7,8 a 1 e di 3,9 a 1. L'allineamento dei circuiti è ottenuto o con l'uso di due nuclei simili avvolgendo gli induttori relativi sopra supporti di diametro diverso (più grande per l'oscillatore) oppure con l'uso di due supporti eguali e di un nucleo di diametro più piccolo per l'oscillatore; l'induttore dell'oscillatore può poi essere avvolto con passo progressivo per migliorare l'allineamento. Per conseguire una variazione effettiva dell'induttanza nel rapporto da 7,8 a 1 con l'induttore entro uno schermo bisogna ottenere una variazione fuori schermo di almeno 10 a 1.

L'autore, che notoriamente è uno dei pionieri nel campo dell'accordo a permeabilità, esamina brevemente alcuni tipi d'induttori costruiti prima della guerra e più tardi: lo spessore del tubo di supporto dell'avvolgimento è approssimativamente di 0,375 mm e il nucleo entra nell'interno del tubo con una tolleranza di 0,05 mm. Col tipo di avvolgimento ad un semplice strato, usando filo smaltato, il valore del coefficiente di risonanza che si ottiene è dell'ordine di 30÷50. Con l'uso di filo a treccia per alta frequenza e con avvolgimento progressivo universale si può arrivare a valori del suddetto coefficiente intorno a 100, sempre nel campo delle onde medie.

Nel campo delle onde corte, allo scopo di ottenere valori del coefficiente di risonanza elevati, il nucleo è costituito con una polvere di ferro più suddivisa e quindi con una maggiore percentuale di materiale inerte, di conseguenza la permeabilità del materiale risulta più bassa che per le onde medie. A parità di dimensioni geometriche per il nucleo e per la bobina rispetto a quelli per onde medie, nuclei utilizzabili per onde corte consentono variazioni d'induttanza dell'ordine di 4 a 1, e per frequenze molto alte, nel campo della televisione per esempio, non si possono ottenere variazioni superiori a quella di 2 a 1. Non è possibile quindi coprire l'intera gamma da 6 a 18 MHz con un solo induttore e l'autore considera un esempio di applicazione in cui con un unico induttore e con due capacità fisse commutabili è possibile coprire la gamma suddetta in modo continuo suddividendola in due, cioè da 6 a 11 e da 10 a 18 MHz.

La permeabilità del materiale è una funzione della densità alla quale il miscuglio costituente il nucleo è stato compresso e risulta misurabile su un nucleo di forma toroidale. La permeabilità effettiva in nuclei di tipo cilindrico con circuito magnetico aperto è soltanto una frazione della permeabilità del materiale e dipende dal rapporto della lunghezza al diametro: più lungo è il cilindro e più alta sarà la permeabilità effettiva per l'induttore variabile. Per avere un'idea, le dimensioni di un nucleo per onde corte sono circa 9,5 mm di diametro e 38 mm di lunghezza.

Una speciale tecnica nella produzione di lunghi nuclei si è sviluppata per comprimere il miscuglio costituente il nucleo. La difficoltà che s'incontra è quella di trasmettere la pressione nella parte intermedia del nucleo, quando essa è applicata agli estremi, col risultato che in tale

regione la densità diminuisce e di conseguenza anche la permeabilità. Recentemente qualche costruttore usa comprimere la polvere nel senso laterale della forma cilindrica, in modo che i nuclei vengono compressi molto facilmente perchè lo spessore nel senso della compressione è quello del diametro del nucleo. Il nucleo in questo caso viene poi ridotto a forma cilindrica con un'ulteriore lavorazione. *G. Pr.*

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

E. F. ROBERTS e J. C. SIMMONDS — **Sistema di comunicazione a molti canali.** (W. E., novembre e dicembre 1945, XII, 266 e 267, pag. 538-549 e 576-579, con 15 fig.).

Il sistema di telefonia a più canali del tipo « a suddivisione nel tempo » si fonda su un principio noto da alcuni anni, ma solo attualmente, da un lato lo sviluppo della tecnica televisiva, e dall'altro quello delle onde ultracorte, lo hanno reso praticamente attuabile mediante apparecchiature che sembrano presentare i requisiti richiesti dai collegamenti telefonici (1). Si tratta essenzialmente di un sistema ottenuto trasportando nel campo della telefonia il vecchio sistema Baudot della telegrafia, dove notoriamente è possibile ottenere più trasmissioni simultanee indipendenti sullo stesso filo, mediante un procedimento per cui la linea viene periodicamente e sincronicamente commutata con le diverse sorgenti di segnali e coi corrispondenti ricevitori, con una frequenza più alta di quella dei segnali stessi, sicchè il ciclo delle commutazioni resti interamente compiuto entro un intervallo di tempo minore od al massimo eguale alla durata di un « elemento » di segnale, cioè, nel caso telegrafico, di un punto. Lo stesso procedimento, adoperato nel caso telefonico, richiede manifestamente che l'intero ciclo delle commutazioni si svolga con una frequenza convenientemente più alta della frequenza limite superiore della banda vocale; fissata quest'ultima ad esempio a 3000 Hz, si trova che una frequenza del ciclo di 8000 Hz è sufficiente per fornire una ricezione praticamente non distinguibile da un'analoga ricezione ottenuta per via normale.

La commutazione tra i vari segnali, finchè il numero dei canali non è molto grande, può essere effettuata anche meccanicamente; tuttavia più adatti appaiono i sistemi statici, attuati secondo i moderni metodi della tecnica televisiva. Si può distinguere in proposito tra i procedimenti che si valgono di uno speciale tubo catodico e quelli basati sull'uso di tubi elettronici normali, generatori, squadratori, variatori di fase, moltiplicatori, e così via, adoperati nel numero necessario e collegati opportunamente.

La figura 1 mostra un esempio del segnale trasmesso nel caso parti-

(1) Si cita ad esempio la moderna attuazione di un'importante compagnia americana, divulgata sotto il nome di « Time Pulse Modulation » *(n. d. r.)*.

colare di 4 canali e per singoli segnali modulatori costituiti da tensioni costanti di diversi valori.

Nella figura i guizzi sono di altezza diversa e proporzionale al valore della tensione dei singoli segnali: l'altezza stessa varia nel tempo al variare di tale tensione (considerata costante nella figura) e si ha cioè il sistema di modulazione dei guizzi « in altezza », che dagli autori è stato attuato e sperimentato praticamente.

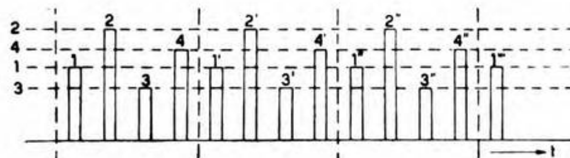


Fig. 1. — Schema di comunicazione a 4 canali, con modulazione dei guizzi in altezza.

Altro procedimento è quello di modulazione « in larghezza », secondo il quale i guizzi conservano tutti la stessa altezza ed hanno invece larghezza proporzionale alla tensione (variabile) del corrispondente segnale. Si può infine aggiungere il sistema di modulazione « in fase », secondo il quale i guizzi, costanti in altezza e larghezza, vengono invece più o meno spostati lungo l'asse dei tempi (sistema manifestamente affine a quello della modulazione in larghezza).

In ricezione, si tratta anzitutto di separare con un dispositivo sincrono le successioni degli impulsi 1, 1′, 1″; 2, 2′, 2″;... (fig. 1); ciascuna delle quali, sia che si abbia la modulazione in altezza, sia che si abbia quella in larghezza, può restituire il segnale di modulazione sotto la forma originaria quando sia fatta passare attraverso un semplice filtro passa-basso (nel caso sopra accennato, frequenza di taglio del filtro 3000 Hz). Meno semplice, ma ancora facilmente immaginabile, il procedimento di ricezione nel caso di guizzi modulati in fase.

Il sistema di modulazione a suddivisione nel tempo così ottenuto ha il grande pregio di non dar luogo a diafonia, anche se i circuiti di trasmissione presentino importanti deviazioni dalla condizione di linearità, ma semplicemente purchè i circuiti abbiano una banda di frequenza sufficientemente larga, tale cioè che le « code », che si aggiungono a ciascun guizzo per la costante di tempo del circuito, siano sufficientemente brevi per non influenzare sensibilmente il guizzo successivo. Prove effettuate dagli autori nel caso di modulazione dei guizzi in altezza hanno mostrato che, con 8 canali ed una frequenza base di 8000 Hz (quindi con una frequenza di successione dei differenti impulsi di 64 000 Hz), una larghezza di banda del circuito di trasmissione di 110 kHz è sufficiente ad assicurare un rapporto di diafonia tra un canale ed il precedente, migliore di 40 decibel. Comparato col normale sistema di

modulazione in ampiezza a più onde portanti, il procedimento ora considerato ha per altro l'inconveniente di richiedere una banda di frequenza più larga.

Molto interessante è il confronto del sistema a suddivisione nel tempo con gli altri sistemi noti, sotto l'aspetto del rapporto segnale/disturbo ottenuto in ricezione a parità di potenza adoperata in trasmissione. Nel caso di modulazione in ampiezza codesto rapporto risulta notevolmente inferiore a quello ottenuto col normale sistema di modulazione in ampiezza con più portanti dislocate nel campo delle frequenze; c'è da attendersi per altro che il rapporto fra segnale e disturbo risulti grandemente aumentato nel caso di modulazione dei guizzi in larghezza, divenendo ad esempio paragonabile con quello che si ottiene col normale sistema di modulazione in frequenza.

Le comunicazioni effettuate col procedimento di modulazione dei guizzi in larghezza od in fase, di fronte a quello di modulazione in altezza, hanno il pregio di non risentire della distorsione degli apparati, riguardo non soltanto alla diafonia, ma anche alla purezza dei singoli segnali trasmessi.

Si comprende come per le ragioni esposte il sistema di telefonia a suddivisione nel tempo, particolarmente se attuato con modulazione dei guizzi in larghezza, sia molto indicato nei radiocollegamenti con onde ultracorte a distanza, con più stazioni ripetitrici, nei quali non dovrà più essere curata la linearità, ma semplicemente mantenuta la voluta larghezza di banda. Oltre a queste, altre ragioni di preferenza possono aggiungersi nel caso, ad esempio, di uso di particolari tubi per onde cortissime, assai meglio modulabili col sistema ad impulso che non in altro modo.

L'inconveniente della notevole larghezza di banda richiesta diventa naturalmente tanto meno avvertibile quanto più corta è la lunghezza d'onda con cui si opera.

In una seconda sezione del loro lavoro, gli autori descrivono le varie parti di un'apparecchiatura sperimentale da essi attuata per 8 canali telefonici, e i risultati ottenuti.

Il sistema di sincronizzazione adottato per gli apparati riceventi è del tutto analogo a quelli usati nella televisione; si basa sulla trasmissione di un guizzo supplementare di altezza maggiore degli altri, tale che mediante un dispositivo limitatore possa essere in ricezione facilmente separato da quelli modulati coi segnali vocali.

I circuiti adoperati per la produzione dei guizzi, la loro modulazione, mescolazione, separazione, e via dicendo, di cui sono riportati gli schemi di massima, si valgono tutti di tubi elettronici normali e sono ispirati all'ordinaria tecnica televisiva.

F. Ve.

CRONACA TECNICA

APPLICAZIONI VARIE.

In *Electronics* del giugno 1945 si descrive un **dispositivo di trasmissione di misure a distanza**, chiamato « vibratrone ». Un filo teso di tungsteno, posto in un campo magnetico, è fatto vibrare per via elettrica alla sua frequenza di risonanza; la quantità da misurare può far variare la lunghezza del filo o la tensione meccanica ad esso applicata e quindi la frequenza della vibrazione, che rappresenta pertanto l'elemento in cui si traduce la misura, ed è trasmissibile anche per radio. Nel sistema ricevente, un filo simile al primo può essere collegato con un meccanismo mediante il quale si fa variare la tensione del filo medesimo, fino a che questo non raggiunga anch'esso la frequenza di risonanza; l'entità della tensione corrisponde alla quantità da misurare.
N. L. B.

FISICA GENERALE.

Per due isomeri allo stato liquido, la diversa velocità di propagazione degli ultrasuoni deve essere essenzialmente attribuita, data l'identità dei pesi molecolari, alla diversità di struttura. M. Baccaredda e A. Giacomini riferiscono, nella *Ricerca Scientifica* dell'agosto 1945, loro misure di **velocità degli ultrasuoni nei dicloroetileni cis e trans** compiute col metodo di Hiedemann, usando la frequenza di 4000 kHz ed operando alla temperatura di 20° C. I risultati dànno per il cis 1072 $\pm$ 1 m/s e per il trans 1031 $\pm$ 1 m/s: differenza logicamente da ascrivere alla diversa struttura dei due isomeri i quali, com'è già stato altrimenti dimostrato, presentano, nello stato di vapore, i due atomi di cloro distanti tra loro 0,36 mμ nel composto cis, e 0,41 mμ nel composto trans. *Di.*

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

Di un interessante studio sulla **propagazione delle onde elettromagnetiche tra le montagne, in vallate, in fiordi**, svolto da B. Polić e originariamente pubblicato nel fascicolo dell'aprile 1944 di *T. F. T.*, è riportato un ampio resoconto nel *J. Télécomm.* del maggio 1945. Lo studio è stato compiuto sperimentalmente, operando con lunghezze d'onda da 1 a 2 m su modelli schematici di vallate strette, costruiti con lastre metalliche sostenute da un'incastellatura di legno. Vari grafici

mostrano la configurazione delle curve d'intensità di campo elettrico, in una sezione trasversale della vallata, con diverse disposizioni della sorgente e con polarizzazione elettrica verticale oppure orizzontale delle onde.

Le esperienze hanno confermato che vi è una lunghezza d'onda limite, al di sopra della quale non si ha praticamente propagazione di perturbazioni elettromagnetiche lungo la vallata, ed hanno precisato che tale lunghezza d'onda limite è all'incirca uguale al doppio della larghezza della vallata. Le onde polarizzate verticalmente sono in genere le più favorevoli, ma si possono anche stabilire comunicazioni con onde più lunghe di quelle limite, con polarizzazione orizzontale e perpendicolare ai fianchi della vallata, benchè in questo caso l'attenuazione sia assai più forte che con lunghezze d'onda minori.

Per la sistemazione di un'antenna ricevente in una vallata si devono seguire diversi criteri, secondo che si vogliano ricevere onde di superficie oppure onde ionosferiche; per un'onda di superficie polarizzata verticalmente un'antenna verticale è la più adatta, ma può essere anche usata vantaggiosamente un'antenna orizzontale e normale ai fianchi della vallata, quando l'onda si propaga trasversalmente a questa, perchè in tal caso si manifesta una componente orizzontale di campo elettrico nella direzione di propagazione, indipendentemente dalla lunghezza d'onda e dal tipo di polarizzazione. Questa componente rende estremamente difficili i rilevamenti radiogoniometrici nelle valli e al di sopra di esse. *M. B.*

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

Nel numero di novembre 1945 del *J. Télécomm.* viene riportata da un articolo di E. K. Jett, comparso in un periodico americano, la notizia di un **servizio di radiocomunicazione individuale** che apparirà negli Stati Uniti d'America col passaggio dalla produzione di guerra a quella di pace. Ogni cittadino potrà possedere una piccola stazione radioelettrica portatile che gli permetterà di conversare, durante i suoi spostamenti, con la famiglia, con l'ufficio e con corrispondenti pure in movimento. Due tipi di stazione sono previsti: la maneggevole (*handie-talkie*), e la trasportabile (*walkie-talkie*). La prima funziona come un apparecchio telefonico ordinario; è una scatola parallelepipeda di 8 cm × 8 cm, alta 30 cm, del peso di circa 2,5 kg, col microfono a 7 cm dalla base, con un'antenna di 1 m ripiegabile nell'apparecchio; la portata è 3 km, la potenza 0,5 W. La seconda pesa invece 7,5 kg, ha le dimensioni di 20 cm × 20 cm e 8 cm di spessore, è dotata pure di antenna pieghevole; collocata in un'automobile utilizza la corrente della vettura per l'alimentazione, risultando quindi di portata maggiore, 8 km. Ha un altoparlante al posto del ricevitore telefonico, la potenza irradiata è 2 W.

A domicilio della persona che si sposta, esiste naturalmente una stazione, che può essere fissa del secondo tipo per avere una portata maggiore. L'alimentazione delle stazioni mobili è fatta con pile a secco

con durata di servizio molto aumentata negli ultimi modelli, in sèguito ai progressi acquisiti in questo campo durante la guerra. Il prezzo dei due tipi è previsto rispettivamente di 50 e 100 dollari.

La F. C. C. (*Federal Communication Commission*) ha assegnato al servizio individuale di radiocomunicazioni la banda 460-470 MHz (onde di circa 65 cm). L'uso di tali frequenze permette semplificazione della costruzione degli apparati, riduzione dell'ingombro, grande numero di vie a disposizione degli utenti. La portata delle onde usate non supera quella ottica; esse non vengono riflesse, in condizioni normali, dagli strati ionizzati. Due stazioni distanti tra loro 25 km possono usare la stessa onda senza interferire; ciò permette la suddivisione del territorio in modo che le zone vicine usino onde di lunghezza diversa, e che onde di lunghezza uguale siano adoperate in zone lontane.

Per il traffico nell'interno di una zona, la F. C. C. conta sull'esperienza dei radioamatori; ogni zona disporrà di 70 o 100 vie, metà delle quali potranno essere utilizzate senza sovrapposizioni; ogni via di uno fra i mille e mille settori servirà da 10 a 20 abbonati; quando uno troverà la sua onda occupata, attenderà che sia libera o passerà ad altra onda. Si prevede che la banda da 460 a 470 MHz permetterà le comunicazioni per un milione di utenti. Il servizio sarà regolato da apposito sodalizio tra gli utenti in modo che tutte le onde vengano ugualmente valorizzate.

Si pensa di superare la difficoltà della chiamata, che richiede la presenza costante della persona all'apparecchio, fissando, specialmente per la stazione mobile, ore determinate per la ricezione. Ogni utente del servizio dovrà avere una licenza data dalla F. C. C.; saranno stabilite opportune restrizioni dell'uso.

Il sistema attua evidentemente molte possibilità: segnalazione immediata di incidenti alle automobili; trasmissione di ordini complementari a fattorini o agenti di una ditta in servizio all'esterno; richieste di riparazione dell'impianto telefonico di una casa sita in località fuori mano e che altrimenti rimarrebbe isolata; contatto tra i vari elementi separati di comitive; servizio facilitato per i medici condotti; trasmissione di ordini al personale dipendente di una grande azienda agricola; contatto continuo di uomini d'affari con i loro uffici o con le loro famiglie; e via dicendo. *G. Ma.*

TUBI ELETTRONICI.

Si apprende dall'Olanda che, ancora durante l'occupazione tedesca, alla Philips di Eindhoven erano stati sviluppati **nuovi tipi di tubi**: di essi vien data notizia nel fascicolo del febbraio 1945 di *Wir. World*.

Si tratta di due serie di tre tubi ciascuna (un triodo-eptodo, un pentodo per radiofrequenza e un doppio diodo - pentodo), entrambe complete, cioè sufficienti da sole per il progetto di un normale radioricevitore, a parte l'alimentazione. Esse differiscono fra loro prevalentemente per le tensioni e le correnti di filamento (in ambedue, i catodi sono a ri-

scaldamento indiretto); nella prima, detta « per corrente alternata », la tensione è costante (6,3 V), con valori di corrente ordinatamente di 0,44, 0,2 e 0,8 A; nella seconda, detta « universale », è invece costante la corrente (0,1 A) e le tensioni valgono 20, 12,6 e 55 V. Per essa è previsto inoltre un rettificatore ad una sola semionda, che ha una tensione di filamento di 50 V. I tubi sono del tipo di vetro e metallo, di piccole dimensioni, e sono provvisti di una chiave per facilitarne l'inserzione entro lo zoccolo. È stato eliminato il contatto in testa per la griglia di comando e la schermatura è ottenuta mediante un cilindro interno di filo avvolto ad elica.

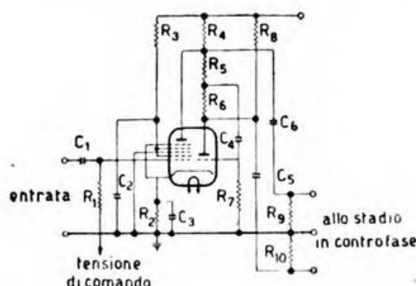


Fig. 1. — Circuito raccomandato dalla Philips per l'uso del tubo ECH 21 per alimentare uno stadio finale in controfase: R_1 = 1,5 MΩ, R_2 = 650 Ω, R_3 = 250 kΩ, R_4 = = 200 kΩ, R_5 = 1 MΩ, R_6 = 1,1 MΩ, R_7 = 1 MΩ, R_8 = 100 k Ω, R_9 = 700 kΩ, R_{10} = 700 kΩ, $C_1 = C_4 = C_5 = C_6$ = = 0,01 μF, C_2 = 0,1 μF, C_3 = 50 μF.

Nella prima serie, il tubo finale produce una potenza di uscita di 4,5 W su resistenza di carico di 5700 Ω, con il 7 % di distorsione totale, per una tensione d'entrata di 3,9 V. Volendo alimentare due di tali tubi in controfase, si può usare il triodo-eptodo per produrre due tensioni a bassa frequenza in opposizione di fase, ad un tempo amplificate, secondo il circuito di figura 1, raccomandato dalla ditta. Quando la tensione negativa applicata alla griglia di comando dell'eptodo varia fra 0 e 15 V, si ottiene in corrispondenza una variazione da 10 a 1 nell'amplificazione e la distorsione passa da 0,8 %, con 0,1 V di entrata e 10 V di uscita, a 6,2 %, con 1 V di entrata e con la medesima uscita. Il triodo-eptodo, non avendo connessioni fra le griglie delle due sezioni, può anche venire usato per l'amplificazione simultanea della frequenza intermedia e di quella acustica.

Nella seconda serie il tubo finale può dare una potenza a frequenza acustica di 1,35 W, su resistenza di carico di 3000 Ω, con 100 V di tensione anodica e di schermo, mentre dà 4,8 W con 180 V; la distorsione totale è del 10%. Il tubo a radiofrequenza ha una pendenza variabile fra 2,2 e 0,02 mA/V, quando la tensione di polarizzazione passa da un valore prossimo allo zero a −37 V; in corrispondenza, la resistenza differenziale anodica varia fra 1 e 10 MΩ. Il convertitore di frequenza ha una transconduttanza di conversione di 0,75 mA/V, con −2 V di tensione di griglia, e la resistenza differenziale anodica della sezione eptodo è di 1 MΩ. Tanto nel pentodo quanto nel triodo-eptodo la capacità anodo-griglia è inferiore a 0,002 μμF.

I vantaggi dei tubi descritti rispetto a quelli meno recenti risiedono nelle basse capacità interelettrodiche e nella piccola variazione che i valori di queste subiscono se si passa da un esemplare all'altro e quando varia la temperatura. *C. E.*

***

Nel fascicolo del giugno 1945 dei *Proc. I. R. E.*, P. S. Christaldi esamina **tubi a raggi catodici e loro applicazioni**, passando in rassegna i recenti progressi raggiunti nella tecnica e nel progetto dei tubi e dei circuiti. Sono stati migliorati la brillanza ed il potere risolutivo della macchia fluorescente, mentre si è dato sviluppo a nuovi modelli per alti potenziali acceleratori con elevate sensibilità di deflessione, estendendo considerevolmente il campo dell'osservazione diretta e quello della fotografia. Si sono perfezionate inoltre la risposta ai transitori e la linearità dell'asse dei tempi, specie in vista delle più recenti applicazioni, tra cui principalmente la televisione.

Si costruiscono nuovi oscillografi con risposta piana fino a 5 MHz e più. Si ottengono risposte ottime anche per i transitori: si registrano bene variazioni di 100 V in pochi centesimi di microsecondo. Gli amplificatori sono stati migliorati anche verso le basse frequenze, compresa la frequenza zero (tensione continua).

Nel campo delle comunicazioni l'uso dell'oscillografo si è ampliato, estendendolo, fra l'altro, alla verifica della linearità dei potenziometri. Quando un induttore o un circuito accordato sono eccitati da un conveniente impulso, si stabiliscono oscillazioni di frequenza uguale a quella di risonanza dell'elemento in prova, con un'ampiezza dipendente dal fattore di qualità, che può venire in tal modo misurato: su tale principio si basa appunto un misuratore a raggi catodici di quest'ultima grandezza. Si eseguono prove di frequenza di risonanza e di smorzamento degli altoparlanti e s'intravvede la possibilità di estenderle al campo della tecnica delle vibrazioni meccaniche.

Particolarmente interessanti le applicazioni ai cavi; com'è noto su questi non si hanno riflessioni quando sono chiusi sulla loro impedenza caratteristica, mentre esse si verificano in ogni altra condizione, con o senza inversione della fase della tensione, secondo che l'impedenza d'uscita sia minore o maggiore di quella caratteristica. A titolo di esempio vengono riportati tre oscillogrammi, ottenuti applicando un medesimo impulso di tensione allo stesso cavo, una volta aperto e le altre due volte chiuso sulla sua impedenza caratteristica o in corto circuito rispettivamente. Gl'intervalli fra i picchi di due impulsi successivi rappresentano il tempo necessario per la propagazione da un estremo all'altro del cavo e per il ritorno, cosicchè se si conosce la velocità di propagazione (velocità di gruppo) si può calcolare la lunghezza del cavo e viceversa. Quando l'impedenza d'uscita sia uguale a quella caratteristica, si deduce l'impedenza d'entrata del cavo, misurando il valore della resistenza. *C. E.*

VARIE.

■ Di un'originale proposta si fa interprete A. C. Clarke, della « British Interplanetary Society », il quale, nel fascicolo del febbraio 1945 di *Wir. World*, accenna alla possibilità di **utilizzazione per scopi di pace dell'arma tedesca V 2**.

Poichè la V2 nella sua traiettoria attraversava lo strato E della ionosfera, egli prospetta la possibilità di farle raggiungere lo strato F_1 e forse anche l'F_2, se la sua traiettoria vien resa verticale. Sarebbe allora possibile effettuare ricerche ionosferiche del massimo interesse, adattando al proiettile i necessari strumenti di misura e gli organi di radiotrasmissione, il cui peso, limitato a qualche kilogrammo, sarebbe certo trascurabile di fronte a quello del proiettile stesso. Questo potrebbe poi essere dotato di paracadute: la velocità di discesa ne risulterebbe rallentata, al punto da rendere molto agevole la registrazione dei radiosegnali e possibile il recupero di tutto il complesso.

Accanto a questa immediata utilizzazione un'altra ne prevede l'autore, meno prossima, ma ancor più suggestiva: se il proiettile potesse raggiungere una velocità di 8 km/s in direzione parallela alla superficie terrestre, esso continuerebbe a circolare indefinitamente lungo un'orbita chiusa, così da diventare un satellite artificiale. La velocità attuale della V2 è circa un terzo di quella indicata, ma non dovrebbe essere impossibile farle raggiungere quel valore. Si otterrebbe in tal modo un complesso di strumenti rotante continuamente attorno alla terra fuori dell'atmosfera: esso radiodiffonderebbe informazioni per tutta la durata delle sue batterie. Se si pensa poi che il proiettile si troverebbe per metà del suo percorso alla piena luce del sole, il periodo di funzionamento — aggiunge ancora l'autore con ipotesi molto ardita — potrebbe venire indefinitamente prolungato per mezzo di termocoppie e di fotocelle.

Per ottenere i risultati previsti non c'è nulla di nuovo da scoprire e si può pensare che entro cinque e dieci anni i due successivi gradini di cui si è fatto cenno possano venire rispettivamente raggiunti.

Un'ultima audace proposta avanza infine l'autore, consistente nell'utilizzazione di un satellite artificiale, disposto a distanza tale dalla terra da rimanere fisso rispetto ai punti di questa, per la radiodiffusione con onde molto corte dei programmi radiofonici e televisivi; poichè una siffatta stazione ripetitrice sarebbe visibile da quasi metà della superficie terrestre, tre esemplari di essa, disposti a 120° su un'orbita, risolverebbero l'arduo problema della trasmissione televisiva estesa a tutto il pianeta. *C. E.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

G. MANNINO-PATANÈ. — *Il cine sonoro*. II edizione. — U. Hoepli, Milano, 1945. — Un volume di XL-737 pagine, con 451 figure, 25 tabelle e 14 tavole. — Prezzo L. 250.

Si tratta di un manuale destinato, come dichiara l'autore nella prefazione, a coloro che si occupano, comunque, di cinematografia. È diviso in tre parti secondo un criterio, in verità, non molto chiaro. La prima, dopo un capitolo dedicato a nozioni di fisica dell'atomo, tratta dei tubi elettronici in generale e del loro funzionamento nei circuiti di amplificazione e di alimentazione. La seconda comprende argomenti vari: in particolare, vi si dànno notizie di acustica e di fotoelettricità, descrivendo i principali trasduttori elettroacustici, i metodi più in uso per la registrazione e riproduzione del suono, e le caratteristiche di alcuni apparecchi ed impianti del commercio. Nella terza parte, un capitolo tratta della fotometria e delle unità fotometriche; alcuni successivi sono destinati alla macchina da proiezione, al suo funzionamento ed alle apparecchiature ad essa relative; vengono poi ripresi argomenti riguardanti l'acustica e gli impianti elettroacustici; seguono un capitolo sul «doppiaggio», uno contenente una cinquantina di nozioni varie, elencate in ordine alfabetico, due capitoli dedicati alle unità di misura, ed infine tre che si occupano rispettivamente delle resistenze ohmiche, dei condensatori, e delle induttanze e dei trasformatori.

In generale, la distribuzione e la natura del contenuto, e la mole stessa del volume, dànno l'impressione che l'autore si sia sforzato piuttosto di radunare molta màteria che non di approfondirla e coordinarla. In particolare, i capitoli dedicati a nozioni teoriche o ad applicazioni pratiche, che poco hanno a che fare con l'argomento principale, sembrano destinati a soddisfare a preferenza una curiosità da dilettante di alcune categorie di lettori, anzichè i reali bisogni di chi — occupandosi seriamente di cinematografia sonora — trarrebbe maggiore profitto da una trattazione più esatta e più chiara della materia che direttamente lo riguarda.

Una parte non indifferente del libro è trascritta dall'opera «La tecnica elettronica e le sue applicazioni» dello stesso autore, alla quale questi rimanda il lettore per ulteriori notizie.

G. B. M.

***

E. RICKMANN e H. HEYDA. — *Prontuario di Elettroacustica.* — U. Hoepli, Milano, 1945. — Un volume di XI-340 pagine, con 99 figure e numerose tabelle. — Prezzo L. 100.

Non lievi difficoltà devono essersi presentate al traduttore di questo manuale ([1]). Alcune sviste erano nella pur pregevole opera originale — valga ad esempio l'affermazione secondo la quale il trasferimento di resistenza in un trasformatore avviene secondo « la radice » del rapporto del numero delle spire, o la confusione che si fa in una tabella fra « Schalleistung » e « Schallstärke », che poi vengono misurate in erg/cm² — e non si può far carico esclusivamente al traduttore se tali sviste si trovano anche nel testo italiano.

Un'ulteriore difficoltà, specialmente per quanto riguarda la trattazione delle grandezze elettriche e magnetiche, è dovuta al fatto che il sistema di unità adottato dai compilatori tedeschi non è fra quelli da noi più comunemente usati, e può dar luogo a numerose confusioni. Si veda ad esempio l'attribuzione del nome « weber » una volta alla grandezza volt · secondo, ed un'altra volta alla grandezza amperespira//centimetro. Per la diffusione del libro in Italia, dove si va sempre più allargando l'uso del sistema Giorgi, riconosciuto altresì nel campo internazionale, l'adozione di questo sarebbe stata probabilmente assai opportuna.

Si aggiunga infine, specialmente per quanto riguarda gli argomenti più strettamente acustici, la mancanza di una terminologia italiana ben definita, che permetta di tradurre in modo univoco le varie denominazioni tedesche. Tale mancanza ha dato luogo ad una certa imprecisione linguistica, che non contribuisce certamente a facilitare la comprensione della materia da parte del lettore.

Pur tenendo conto di queste difficoltà, si ha l'impressione che una maggior cura avrebbe permesso di evitare le varie imperfezioni che si devono lamentare nell'edizione italiana del manuale. Lo stesso indice è stato trasformato secondo un criterio non ben chiaro, che conduce ad esempio a dover cercare le fotocellule sotto la voce « microfoni d'alta qualità ». È stata premessa al testo una lista di abbreviature e simboli in lettere greche, che potrebbe forse presentare qualche utilità, ma che contiene alcuni evidenti errori di stampa e, ad esempio, l'affermazione che « per quanto si attiene ai tubi termoionici, μ rappresenta la pendenza », ciò ch'è in contrasto con l'uso generale, ed anche con l'uso che del simbolo μ si fa nel manuale stesso. Nella traduzione del testo, non mancano interpretazioni affatto inesatte, e note esplicative che aggravano gli errori, o ne introducono di nuovi.

([1]) E. RICKMANN u. H. HEYDA: Elektroakustisches Taschenbuch. Dritte Auflage - G. Neumann & Co., Berlin, 1941; recensito in A. F., 1943, XII, p. 311.

Sarebbe fuori luogo dare qui un elenco, sia pure ridotto, delle mende riscontrate. Ma è raccomandabile al lettore, che desideri precisare le proprie nozioni e abbia conoscenza della lingua tedesca, di confrontare col testo originale la versione italiana, allo scopo d'intendere il vero significato di questa; e si augura che le prossime edizioni possano essere migliori.
G. B. M.

***

D. G. FINK. — *Television Standards and Practice.* — McGraw-Hill, New York a. London, 1943. — Un volume rilegato di X-405 pagine, con 2 appendici, 115 figure ed alcune tabelle. — Senza indicazione di prezzo.

A differenza di quanto è avvenuto in altri paesi, negli Stati Uniti d'America si è continuato, durante la guerra, a svolgere attività di ricerca, normalizzazione e documentazione anche in campi non strettamente attinenti alle necessità militari. Il volume in esame vuol essere la dimostrazione di ciò per quanto riguarda la televisione.

L'opera, divisa in dieci capitoli, è stata ispirata dalla necessità di dare una più ampia divulgazione ai lavori del « National Television System Committee », i cui atti (in 11 volumi, con un totale di 2000 pagine) erano stati distribuiti in modo necessariamente limitato. Essa ne costituisce, per altro, qualcosa di più che un semplice estratto e si raccomanda, anche per l'opportuna scelta dei documenti, nonchè per l'ottima veste tipografica, a quanti s'interessano dei problemi attuali della televisione.

Il Comitato nazionale per la televisione è stato nominato nel corso del 1940, allo scopo di coordinare, discutere ed aggiornare le proposte redatte in materia di normalizzazione televisiva da varie commissioni, che avevano cominciato a funzionare dal 1929 in seno alla « Radio Manufacturer's Association ». Era composto di 168 membri; ha tenuto riunioni per un totale di 4000 ore, spendendone altrettante in viaggi e visite varie; ha preso parte a 25 dimostrazioni pratiche e minutato 600 000 parole fra rapporti e documentazioni tecniche. Dopo soli sei mesi di lavoro era, così, in grado di presentare alla « Federal Communications Commission » un complesso di 22 gruppi di norme (*standards*) relative alla sola televisione monocromatica, poichè quella a colori non si riteneva ancora suscettibile di normalizzazione su base commerciale. La Commissione federale per le comunicazioni approvava le norme proposte, autorizzando dal 1° luglio 1941 l'apertura regolare al servizio pubblico dei televisori circolari su tali norme conformati.

Il capitolo I del volume tratta della normalizzazione della televisione negli S. U. nelle sue linee generali, riassumendone le fasi, accennando alle prime manifestazioni televisive per uso pubblico, alla genesi

del Comitato nazionale anzidetto, agli scopi, alla costituzione ed all'organizzazione di esso.

Nel capitolo II si riassume il testo del rapporto presentato alla F. C. C. e si elencano, raggruppati sotto i titoli che seguono, i 22 gruppi di norme approvati: Canale televisivo (gruppi 1, 2, 3, 4) - Specifiche d'analisi (*scanning*) (5, 6, 7, 8) - Modulazione del segnale d'immagine (9, 10, 11, 12) - Modulazione del segnale sonoro (13, 14) - Segnali di sincronizzazione (15, 16, 17) - Potenza di trasmissione (18, 19, 20, 21) - Polarizzazione (22). Poichè lo spazio non consente di più, ci si limita qui ad accennare che la larghezza di canale per trasmissione televisiva circolare è stata fissata in 6 MHz e il numero delle linee d'esplorazione in 525, e che è stata prescritta l'emissione con polarizzazione orizzontale.

Nei successivi capitoli è fatta un'accurata esposizione dei criteri e delle argomentazioni che hanno guidato le nove sottocommissioni (*panels*) incaricate delle varie sezioni di studio nel suddetto lavoro di compilazione, nonchè nelle varie raccomandazioni annesse al rapporto, ed in ognuno dei capitoli vengono riprodotti importanti documenti tolti dagli atti. Così nel capitolo III è riportata un'interessante e completa analisi comparativa di tutti i sistemi televisivi fino ad oggi attuati o proposti nei vari paesi, e vi si tratta della televisione a colori; nel IV viene considerata la televisione nei suoi diversi aspetti soggettivi, tenendo presente il parere del Comitato, che i risultati della televisione presso il pubblico dipendono da un complesso di fattori non tutti di carattere strettamente tecnico, ragione per cui sono stati riportati opinioni e pareri anche di esperti dell'ottica fisiologica, della fotografia, dell'oftalmologia, della fisica e della biofisica.

Il capitolo V è dedicato al canale televisivo, considerato sotto i suoi molteplici aspetti e specialmente con riguardo al tipo di modulazione adottato per le due frequenze portanti, di visione e di suono, per cui si tratta ampiamente anche il problema dei filtri. Il VI si occupa del trasmettitore televisivo ed il VII del trasmettitore in relazione col ricevitore. L'VIII esamina il problema dell'analisi d'immagine con riferimento alle diverse caratteristiche (numero delle linee d'analisi, frequenza d'immagine, rapporto fra base ed altezza dello schermo di visione, tipo, direzione, velocità d'analisi, e così via); il IX si riferisce ai metodi ed ai modi di raggiungere la sincronizzazione ed infine nel X è fatto un esauriente raffronto fra l'emissione con polarizzazione orizzontale e quella con polarizzazione verticale, secondo gli effetti prodotti sui rumori e le interferenze, sul disegno delle antenne riceventi o dei radiatori, sull'accordo fra visione e suono, e via dicendo.

Le appendici I e II contengono le disposizioni ufficialmente impartite dalla F. C. C. a sèguito dell'approvazione delle norme su indicate, fatte precedere, come di consueto, da un elenco di definizioni terminologiche; e propriamente la I riporta i 22 gruppi di norme approvati, corredati di schizzi illustrativi e con specificazioni aggiunte sulla determinazione

delle aree di servizio, sulle interferenze, sull'ubicazione dei televisori, sulla potenza da adoperarsi, e così via. La II contiene invece norme più correnti in merito alla concessione delle licenze per trasmettitori televisivi ed al loro esercizio, nonchè sulle gamme di frequenze da utilizzarsi: attualmente sono fissati 18 canali di 6 MHz ognuno di larghezza, nella zona dello spettro compresa fra 50 000 e 294 000 kHz. Segue un elenco delle memorie e degli altri documenti tecnici compresi nel rapporto, dei quali 39 sono riprodotti nei capitoli del volume.

Come si afferma all'inizio della trattazione, negli S. U. il movimento in favore della normalizzazione televisiva è nato soprattutto dalla preoccupazione che si ripetessero in detto campo gli errori che avevano reso caotico il primo sviluppo delle radiodiffusioni; ma vi era chi opinava che una normalizzazione non ancora necessaria avrebbe potuto intralciare, più che favorire, il progresso televisivo, mentre altri opponevano che la normalizzazione intelligente lo avrebbe decisamente favorito, e avrebbe promosso la competizione.

Sorto in un momento in cui esistevano confusione e pareri discordi in tale materia, il N. T. S. C. ha avuto il merito di porre a base dei suoi lavori il mutuo rispetto e la più seria collaborazione, raggiungendo, nel giro di pochi mesi, una pratica unanimità su questioni che avevano diviso, un anno prima, i costruttori in campi d'opinioni contrastanti.

G. M.

***

J. Dosse u. G. Mierdel. — *Der elektrische Strom im Hochvakuum und in Gasen.* — S. Hirzel, Leipzig, 1943. — Un volume di XII-353 pagine, con 184 figure. — Prezzo R. M. 22,50 (legato R. M. 24).

Il libro fa parte della nota raccolta che, sotto la denominazione di « Physik und Technik der Gegenwart », è dedicata più particolarmente ai cultori delle comunicazioni elettriche. È l'unico della collezione che tratta di questioni meramente fisiche, e più precisamente di tutto quanto si ricollega al passaggio della corrente nel vuoto ed attraverso i gas.

Per una chiara comprensione dei fenomeni che interessano, si richiede una conoscenza profonda delle più moderne vedute sulla fisica atomica e di tutti quei concetti fondamentali che permettono di impostare lo studio, invero non semplice, del movimento di cariche elettriche in campi non omogenei.

Il volume si propone di fornire una rassegna delle attuali conoscenze in questo campo, per mettere il lettore in grado di orientarsi esattamente in tutta la varietà dei problemi che sono stati così presentati alla tecnica. Sta a dimostrare tale intenzione degli autori l'organizzazione della materia nei diversi capitoli, la cui trattazione non appare tuttavia perfettamente equilibrata.

I fondamenti sulla teoria atomica e la costituzione dei corpi, oggetto del primo capitolo, sono esposti in modo assai succinto e

non sempre felice. Si avverte la tendenza a utilizzare certe analogie che possono ingenerare gravi confusioni, creando nel lettore, che non sia profondo nelle questioni di fisica atomica, molti interrogativi ai quali invano egli cerca una risposta. L'esposizione si traduce in una serie di proposizioni sulle quali non si fa alcun tentativo, nei limiti consentiti, di opportuna volgarizzazione, anche quando la natura stessa e gli scopi dell'opera implicherebbero un'adeguata chiarificazione di concetti, d'accordo con quanto oggi è ben risaputo e ben definito.

Il secondo capitolo che tratta la produzione di ioni è sviluppato in maniera più soddisfacente, sebbene anche qui gli autori in taluni argomenti seguano uno schema alquanto nebuloso, pur quando i concetti da sviluppare si prestano a semplificazioni chiare ed evidenti. Effettivamente sono esposti tutti i metodi di ionizzazione nei gas, ma chi legge non deve chiedere molto alla giustificazione concettuale che è insita nel fenomeno della ionizzazione in genere, giustificazione chiarificata da un preciso concetto di probabilità: il lettore non addentro a tali questioni può ad esempio domandarsi (pag. 72) la ragione dell'influenza degli stati energetici metastabili del neon nella miscela di gas neon-argon, influenza assai cospicua se si pensa che leggere tracce di argon nel gas neon (10^{-4}%) vi abbassano la tensione d'innesco della scarica, in determinate condizioni di pressione, da circa 740 V a 120 V (pag. 338).

Il terzo capitolo sulla vita degli ioni e sulla loro neutralizzazione è di gran lunga migliore dei precedenti. Nel quarto viene trattato lo spostamento di ioni ed elettroni nel vuoto: l'esposizione corretta testimonia la buona conoscenza che gli autori hanno dell'argomento: ottimo l'accenno al magnetron, meno felice invece la trattazione dello spostamento delle cariche elettriche sotto l'aspetto ottico-geometrico.

Lo spostamento di ioni ed elettroni in un gas è oggetto del quinto capitolo, particolarmente apprezzabile e completo. Il sesto ed il settimo capitolo s'interessano rispettivamente del passaggio della corrente elettrica nel vuoto e nei gas e costituiscono indubbiamente le migliori esposizioni di tutto il volume: appariscono da segnalare infatti in modo particolare le parti riguardanti l'ottica elettronica, il moto degli elettroni in campi di alta frequenza, ed i brevi ma precisi e chiari accenni alle condizioni relative alla scarica nei gas autonoma e non autonoma.

In conclusione, il volume, che d'altro canto non aspira a presentare un elevato valore scientifico, contiene esposizioni pregevoli di taluni argomenti, specialmente per quanto è in relazione con le applicazioni tecniche; gli autori hanno fatto del loro meglio per fornire ai lettori della raccolta un buon orientamento nell'importante e vasto tema. Opera tanto più meritevole di essere segnalata, se si pensa che ogni argomento trattato nei singoli capitoli potrebbe essere l'oggetto di un particolare esteso trattato.

R. D.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Corso di perfezionamento in Elettrotecnica (Sezioni: Costruzioni elettromeccaniche e Comunicazioni elettriche). — Anche per il 1945-46 il R. Politecnico di Torino annuncia il Corso di perfezionamento in Elettrotecnica presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

Il Corso ha come fondamento gl'insegnamenti generali di: *Elettrotecnica generale, Elettrotecnica complementare, Misure elettriche, Impianti elettrici, Costruzioni elettromeccaniche, Comunicazioni elettriche, Trazione elettrica*; dai quali è prevista la possibilità di esenzioni. Si raccomanda altresì agli allievi di seguire, presso la Facoltà di Scienze della R. Università, l'insegnamento di: *Fisica Matematica.*

Corsi comuni alle due Sezioni sono: *Complementi di misure elettriche* (P. Lombardi); *Teoria generale dei circuiti elettrici* (G. Zin).

Corsi per la Sezione Costruzioni elettromeccaniche: *Macchine rotanti speciali - Misure e prove alle alte tensioni* (A. Carrer); *Complementi di impianti elettrici* (A. Dalla Verde); *Materiali per impianti elettrici* (A. Brambilla); *Apparecchi ionici* (C. Costadoni).

Corsi per la Sezione Comunicazioni elettriche: *Propagazione - Antenne - Radiotrasmettitori* (M. Boella); *Tubi elettronici - Misure radiotecniche* (A. Pinciroli); *Radioricevitori* (G. Dilda); *Comunicazioni su filo* (A. Ferrari-Toniolo); *Elettroacustica* (A. Gigli).

Corsi monografici: *Oscillatori e circuiti per microonde* (M. Abele); *Prove e misure sui radioricevitori e misure di campo* (C. Egidi); *Prove e misure sui radiotrasmettitori e sulle antenne* (G. Gregoretti); *Prove su microfoni e altoparlanti* (G. B. Madella); *Telefonia a correnti vettrici* (E. Soleri); *Trasformatori di misura* (G. Torzo); *Misure sui materiali elettrotecnici* (V. Zerbini).

Per le norme d'iscrizione e per le altre notizie di carattere generale si fa riferimento a quelle già pubblicate negli anni scorsi. Oltre che come semplici iscritti si può essere ammessi a seguire il Corso come allievi interni, con l'obbligo di frequentare l'Istituto con orario normale dal 7 gennaio alla fine del dicembre 1946, esclusi due mesi di ferie, partecipando all'attività del reparto dell'Istituto cui si è assegnati. Fra gli allievi interni, i più meritevoli possono essere assegnatari di borse di studio costituite coi mezzi forniti dalla Fondazione Politecnica Piemontese e dall'Istituto Elettrotecnico Nazionale, le quali sono di lire 20 000 ognuna, suddivise in 10 assegni di 2000 lire per ogni mese di presenza. Si contempla che vengano concessi premi agli allievi i quali se ne dimostrassero meritevoli. L'esito del Corso può essere titolo di preferenza per un'eventuale assunzione nel personale dell'Istituto.

Le lezioni si svolgeranno dall'8 gennaio al 28 giugno 1946.

Per ulteriori schiarimenti ci si rivolga all'Ufficio di direzione del Corso (I. E. N. G. F., Corso Massimo d'Azeglio 42, Torino). *Re.*

***

Corso di perfezionamento in Radiotecnica. — Presso il R. Politecnico di Milano sono state aperte le iscrizioni al Corso di perfezionamento in Radiotecnica (fondazione della Fabbrica Italiana Magneti Marelli) per l'anno accademico 1945-46.

Esso comprende i seguenti insegnamenti generali: *Radiotecnica* (F. Vecchiacchi); *Reti (quadripoli, filtri, linee)* (R. Sartori); *Elettroacustica* (E. Paolini); *Misure* (F. Cisotti); *Tubi elettronici* (L. Pajetta); *Fondamenti di telefonia e telegrafia* (M. Federici).

Sono inoltre svolti i seguenti corsi monografici: *Onde ultracorte* (F. Vecchiacchi); *Radiazione e propagazione delle onde elettromagnetiche* (C. Micheletta); *Tecnologia dei tubi elettronici* (L. Piatti); *Acustica architettonica* (G. Sacerdote); *Radioricevitori* (E. Paolini); *Applicazione delle radioonde alla navigazione* (A. Ciaccia); *Induttori e trasformatori* (G. Bozzi); *Problemi di telefonia* (F. Lucantonio); *Tubi elettronici nelle misure* (V. Savelli); *Radiotrasmettitori* (G. Parmeggiani).

Le lezioni hanno inizio il 7 gennaio e termine il 30 maggio 1946. Gli esami seguiranno durante le sessioni estiva ed autunnale e consisteranno in un'unica prova sul gruppo della materie d'insegnamento.

Al Corso possono essere ammessi i laureati in ingegneria, in fisica e in matematica e fisica, che ne facciano domanda al Direttore del Politecnico entro il 31 dicembre 1945, allegando i documenti richiesti. Per coloro i quali non comprovino di avere sostenuto un esame di Comunicazioni elettriche o materia equivalente, si richiede la frequenza ad un corso preliminare di avviamento, tenuto dal 15 novembre al 22 dicembre 1945, al cui termine sarà sostenuto un esame di ammissione al Corso di perfezionamento; dalla frequenza al corso preliminare, ma non dall'esame, possono essere esonerati coloro che diano affidamento, per le attività o gli studi svolti, di avere una sufficiente preparazione generale. Agli iscritti che avranno frequentato le lezioni ed esercitazioni e superato la prova d'esame, sarà rilasciato un certificato.

È bandito il concorso per due posti di allievo interno, di cui uno retribuito con un assegno di L. 10 000 in cinque mensilità posticipate, dal gennaio al maggio 1946. Gli allievi interni debbono iscriversi al Corso e frequentare il laboratorio con orario normale dal 7 gennaio al 7 giugno 1946. Essi — dopo un periodo di tirocinio — partecipano all'attività normale del laboratorio e si dedicano, sotto la guida del personale insegnante, allo studio di qualche problema teorico-sperimentale, sul quale debbono fare un'ampia relazione.

Per le ulteriori informazioni e per le iscrizioni ci si rivolga alla Segreteria del R. Politecnico. *Re.*

***

Scuola di perfezionamento in Radiocomunicazioni. — La R. Università degli studi di Bologna ha aperto le iscrizioni al Corso di perfezionamento in Radiocomunicazioni, presso l'Istituto di Elettrotecnica della Facoltà d'Ingegneria.

Vi si svolgono i seguenti insegnamenti: *Complementi di analisi matematica, Complementi di elettrotecnica, Complementi di fisica, Radiotecnica generale, Onde elettromagnetiche e loro propagazione e penetrazione, Teoria dei tubi elettronici, Teoria dei circuiti, Tecnica degli impianti radiotrasmittenti, Tecnica degli impianti radioriceventi, Tecnica delle trasmissioni su filo, Misure radiotecniche, Esercitazioni di radiotecnica.* Essi potranno venire integrati con altri insegnamenti di carattere monografico o con conferenze su argomenti speciali.

Il Corso ha la durata di un anno accademico, e vi si possono iscrivere i laureati in ingegneria, in fisica ed in matematica e fisica. È data tuttavia facoltà al Consiglio del Corso di ammettere anche quei laureati in corsi di laurea affini ai precedenti, i quali diano sicuro affidamento della necessaria preparazione scientifica e tecnica. Per l'iscrizione occorre presentare domanda al Rettore dell'Università, non oltre il 31 dicembre 1945, corredata dei documenti indicati nel bando.

Agli iscritti che avranno superato gli esami speciali nelle discipline sopra elencate, e svolto una dissertazione teorico-sperimentale su un argomento preventivamente assegnato, verrà conferito un attestato di «specialista in radiocomunicazioni». Le lezioni hanno inizio l'11 gennaio e termine il 30 giugno 1946. Gli esami speciali e la dissertazione finale si svolgeranno durante le sessioni estiva ed autunnale.

Per ulteriori informazioni ci si rivolga alla Direzione del Corso presso l'Istituto di Elettrotecnica della Facoltà d'Ingegneria, o alla Segreteria universitaria. *Re.*

***

Attività nell' I. E. N. G. F.: riunioni del II semestre 1943-44 (1). — Nella 268ª riunione, il 9 maggio, il dottore Tabaracci, del Reparto Materiali, riferisce sull'attività svolta nella sezione per lo studio dei dielettrici. Compiuta la sistemazione delle apparecchiature in locali del piano sotterraneo, meno soggetti a eventuali offese aeree, si è, fra l'altro, proseguita la costruzione di nuovi apparecchi: merita cenno una cella, eseguita nell'Istituto, atta a determinazioni della rigidità dielettrica di liquidi in piccola quantità (circa 100 cm^3). Fra le ricerche si annoverano lo studio sperimentale di un preamplificatore simmetrico a triodi

(1) Si continua a riferire in breve riassunto, limitatamente al campo delle comunicazioni elettriche ed ai contigui, la materia che è stata esposta nelle riunioni periodiche interne dei ricercatori dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris; mediante codesta traccia si può seguire per sommi capi l'attività che ivi si è svolta.

per il ponte di Schering, e l'indagine delle variazioni delle caratteristiche di nuovi materiali isolanti per le macchine elettriche in funzione della temperatura. Prove per conto di terzi sono state eseguite su campioni di oli isolanti, su spezzoni di cavi e su un nuovo materiale sintetico denominato « tiopara ».

Nella 269ª riunione, il 23 maggio, l'ingegnere Tommasini, dell'I. N. C. E. T. (Industria Nazionale Cavi Elettrici, Torino), riferisce su uno studio da lui eseguito sui voltmetri a tubo elettronico con reazione negativa. La teoria consente di fissare i parametri del voltmetro in modo tale da avere una notevole stabilità, una soddisfacente linearità delle caratteristiche ed una conduttanza differenziale d'entrata (definita come la derivata della corrente assorbita rispetto alla tensione applicata al circuito d'entrata del voltmetro) con un valore che si avvicina a quello della conduttanza di dispersione fra la griglia e l'anodo. Vengono descritti voltmetri elettronici a ponte, costituiti essenzialmente da un normale ponte di Wheatstone, in cui una resistenza è sostituita con un triodo funzionante con reazione negativa. Un tipo di ponte ha per caratteristica l'introduzione, in serie col circuito d'entrata del voltmetro, di una tensione ausiliaria, di qualche volt, regolabile con un potenziometro. Ciò consente di calcolare opportunamente i parametri del complesso in modo tale che la corrente, che circola nello strumento rivelatore (un normale galvanometro tarato), sia indipendente dalla tensione di alimentazione anodica, applicata ad una diagonale del ponte, e dalla corrente di filamento. La precisione del dispositivo risulta migliorata, perchè è più agevole mantenere costante la tensione ausiliaria anzi detta — la cui sorgente non deve fornire energia, essendo disposta nel circuito di griglia — che non la tensione delle batterie anodica e di filamento, destinate ad erogare una certa corrente. I risultati sperimentali hanno ampiamente confermato la teoria. In un voltmetro costruito, il campo di misura si estende da 10^{-4} V a 1 V; per variazioni della corrente di filamento e della tensione anodica di 1 ‰, l'errore nella misura della tensione incognita è di qualche centomillesimo di volt.

Nella 270ª riunione, il 6 giugno, l'ingegnere Madella, della Sezione Elettroacustica, descrive vari dispositivi destinati alla generazione di due tensioni a frequenza acustica, la cui differenza di fase sia regolabile ad arbitrio in modo indipendente dalla frequenza. Dopo aver classificato i procedimenti che si possono seguire a tal fine, si sofferma in particolare a descrivere due apparecchi, attuati nell'Istituto e fondati l'uno sul principio della generazione di oscillazioni per battimento, l'altro sul principio della generazione per mezzo di oscillatori a resistenza e capacità. Nella discussione che segue, vengono esaminate varie questioni riguardanti il campo di applicazione degli apparecchi descritti.

Nella 271ª riunione, il 20 giugno, l'ingegnere Gatti fa un'esposizione del lavoro compiuto nella Sezione Alto Vuoto in circa un anno. Ragioni contingenti hanno fatto sì che una parte notevole dell'attività sia stata dedicata a mantenere in efficienza gl'impianti ed a perfezionarli. Così,

per provvedere ai servizi di laboratorio, richiedenti correnti continue di limitata intensità senza impegnare le batterie centrali dell'Istituto, si è montata una piccola unità raddrizzatrice (600 W, 125 V) trasportabile, fabbricando la relativa ampolla a vapori di mercurio. Anche la generazione di corrente continua per il dispositivo di deposizione catodica è stata resa indipendente dalle batterie centrali, con la costituzione di un gruppo rotante alimentato con corrente alternata. Si sta attuando un comando elettronico per la piccola saldatrice elettrica in dotazione; verranno utilizzati all'uopo tubi di modello diverso da quello in uso, cioè con catodo freddo, costruiti appositamente in Istituto. Attiva è stata la collaborazione con gli altri reparti e con le altre sezioni. Sono da ricordare: la costruzione di un primo modello per la costituzione di un campione assoluto di sorgente luminosa (per il Reparto Illuminazione); lavori preliminari di prova per la metallizzazione e il montamento di uno speciale quarzo piezoelettrico, nonchè l'adattamento di un tubo a ghianda per il funzionamento come tubo elettrometrico (per la Sezione Radiotecnica); la costruzione di una cella di volume ridotto per la determinazione della rigidità dielettrica degli oli (per il Reparto Materiali). L'attività per conto di terzi ha compreso consulenze varie (circa la condotta di un forno elettrico per la fusione del vetro, la ricostruzione di dispositivi per la verifica del grado di vuoto di lampadine elettriche, la stabilizzazione della tensione di alimentazione di un banco di prova per tali lampadine), misure su un autoregolatore di tensione, la costruzione di un indicatore del grado di vuoto in complessi frigoriferi e di un dispositivo per la rivelazione di tracce di umidità negli oli lubrificanti usati per gli stessi.

Nella 272ª riunione, l'ingegnere Sella, del Reparto Materiali, espone uno studio che ha avuto per scopo di determinare un sistema per la misura delle funzioni uditive, e richiama l'importanza di un'unificazione nelle norme di collaudo e nelle caratteristiche costruttive degli audiometri, al fine di garantire la maggiore esattezza di taratura, necessaria per la riproducibilità delle misure stesse, affinchè i dati diagnostici ottenuti con apparecchi di diverso tipo siano uguali e confrontabili tra loro. Fatto un cenno dei procedimenti che vengono seguiti, parla delle principali norme fino ad ora proposte o in progetto di emanazione; le quali specificano l'ampiezza dei campi di frequenze udibili e di intensità di suono con le relative precisioni di taratura, la distinzione tra la trasmissione aerea e quella ossea affinchè non risulti una trasmissione mista, la doppia taratura in udito normale, sia per via aerea, sia per via ossea, in relazione anche con la convenienza di una scala delle sensazioni graduata in phon piuttosto che in decibel, la purezza dei suoni emessi, l'assenza di rumori estranei e di fondo per evitare il mascheramento, e così via. Precisati quindi alcuni punti caratteristici in relazione con gli apparecchi già in uso, come risultato dello studio presenta il nuovo audiometro S. S. 4, progettato e costruito per quanto si è potuto secondo codeste norme, e comprendente l'apparecchio generatore

coi comandi di manovra e di verifica, il diffusore telefonico montato opportunamente rispetto al paziente, il trasmettitore osseo, l'assordatore e tutti gli accessori necessari per un esame completo e rigoroso. Conferma la bontà dei risultati ottenuti dai vari esemplari, che sono in funzione presso cliniche universitarie e istituti di acustica.

Nella 274ª riunione, il 5 settembre, l'ingegnere Madella riferisce sull'attività della Sezione Elettroacustica durante il periodo di circa un anno. Numerosi lavori di ricerca sono stati affidati ad allievi interni. Fra gli altri: la prosecuzione degli studi sui potenziometri a vaschetta elettrolitica (ai procedimenti di calcolo rigorosi, sviluppati precedentemente, si sono aggiunti metodi approssimati, particolarmente utili in quei casi nei quali i primi non siano applicabili); confronti sperimentali sistematici fra vari metodi audiometrici (i risultati ottenuti servono di base per un ulteriore lavoro, attualmente in corso); l'inizio di una ricerca nel campo dei microfoni a condensatore. È stata sviluppata un'indagine teorica relativa alla definizione del concetto di frequenza negativa, giungendo alla conclusione che l'introduzione di tale concetto è legittima nel caso di sistemi polifasi, per i quali il segno della frequenza può essere messo in relazione col senso ciclico; con questo studio teorico è connesso lo sviluppo pratico di un analizzatore eterodina che, con l'uso di una tensione ausiliaria polifase, permette di conseguire sensibili vantaggi rispetto ai tipi usuali. Nel campo delle attrezzature, si è provveduto a dare una sistemazione stabile all'apparecchiatura, già costruita in forma provvisoria, per la misura della frequenza del « la » normale dalle radioaudizioni. Fra le prove per conto di terzi, si sono effettuati rilievi vari su un complesso di altoparlanti per cinematografia sonora.

Nella 277ª riunione, il 17 ottobre, il dottore Gregoretti, della Sezione Radiotecnica, espone i risultati di misure su tubi elettronici trasmittenti. Quando il tubo in esame è di potenza notevole, il rilievo delle caratteristiche con metodi dinamici richiede un'apparecchiatura complessa e costosa. Nei casi di triodi i cui catodi siano costituiti da tungsteno puro, è allora vantaggioso ricorrere ad un particolare metodo di estrapolazione poco noto. Questo si basa sul fatto che la caratteristica di emissione $\log I_e = f(\log V_e)$ — dove I_e e V_e sono rispettivamente la corrente di emissione e la tensione equivalente $(V_g + V_a/\mu)$ — per tensione di riscaldamento normale si ottiene da un'analoga caratteristica per tensione di riscaldamento ridotta mediante semplice traslazione nel piano del diagramma, in una direzione ben definita. Sono state esaminate le diverse cause di errore nella determinazione di questa caratteristica, in particolare l'influenza della caduta di tensione lungo il catodo sull'emissione e l'influenza del campo elettrico sulla corrente di saturazione; ed è stato proposto un metodo per determinare la legge di ripartizione della corrente di emissione fra l'anodo e la griglia, per tensione di riscaldamento normale, note quelle per alcune tensioni di riscaldamento ridotte. Un ulteriore studio è stato dedicato alla corrente di saturazione. *Re.*

Vol. XIV Settembre-Dicembre 1945 N. 3-4

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On expose une théorie générale sur la synchronisation et sur la démultiplication de fréquence. La théorie conduit aux résultats suivants s'accordant avec l'expérience.

Oscillateurs de rélaxation (du tipe réel). — *Synchronisation (oscillateurs dont les demi-périodes ont durée égale): L'interval de synchronisation augmente avec l'augmentation de la tension synchronisante et avec l'augmentation de la résistance en série avec l'inductance.*

Démultiplication: Si les deux demi-périodes ont une durée égale, la démultiplication est impossible pour quelconque ordre pair. L'ordre de démultiplication étant donné, l'on trouve avantageux de réaliser l'oscillateur de façon telle à obtenir la différence la plus grande entre les deux demi--périodes, les conditions les plus favorables se vérifiant lorsque l'une des demi-périodes contient une seule demi-période de la tension à démultiplier. À conditions égales l'intervalle de synchronisation augmente si l'on augmente la résistance en série avec l'inductance.

Oscillateurs ordinaires (du type complexe). — *Synchronisation: L'intervalle de synchronisation augmente avec l'augmentation du rapport entre les amplitudes de la tension synchronisante et de la tension à synchroniser et lorsque le coefficient de résonnance du circuit diminue.*

Démultiplication: L'intervalle de synchronisation pour un ordre quelconque de démultiplication est d'autant plus grand que le coefficient de résonnance du circuit est plus petit, pendant que plus grand devient le rapport entre les amplitudes de la tension de synchronisation et de celle à synchroniser. Avec un oscillateur de classe A il est impossible de parvenir à un ordre de démultiplication quel que soit. Si l'oscillateur fonctionne en classe B les démultiplications des ordres tels que divisés par deux donnent un nombre impair resultent impossibles. À fin d'obtenir, avec l'interval de synchronisation le plus grand possible, un ordre de démultiplication quelconque, il est nécessaire de réduire l'angle de circulation jusqu'à lui faire comprendre une seule demi-période de la tension à démultiplier.

P. L. BARGELLINI: Oscillateurs pour ondes décimétriques avec circuits à cavité . . . . Page 161

On rappelle les conséquences nuisibles provoquées par la connexion des triodes aux résonateurs creux. Après quelques considérations sur le chargement des résonateurs on passe à décrire un circuit capable de compenser au moins partiellement les inconvénients surmentionnés.

On décrit un oscillateur de nouvelle idéation permettant la génération des plus hautes fréquences, la limite supérieure de fréquence étant fixée uniquement par les effets du temps de transit des électrons et non plus par les circuits. Parmi d'autres avantages le nouveau circuit rend possible le montage dans une forme très compacte d'un oscillateur-radiateur de haut rendement.

M. FEDERICI: Oscillateur à fréquence acoustique et à ligne électrique artificielle . . . . Page 175

On examine un oscillateur à ligne électrique du type qu'on emploie pour ondes très courtes. La ligne n'est pas continue mais est formée d'un nombre assez grand de cellules et possède un tel retard que l'oscillateur oscille à une fréquence acoustique. On montre que la fréquence fondamentale d'oscillation est celle pour laquelle la constante de phase de la ligne est π ou 2π. Cette fréquence n'est pas la seule; il y a des harmoniques qui pourtant, à moins de phénomènes d'entraînement, ne sont pas des multiples de la fréquence fondamentale, si bien les fréquences pour lesquelles la phase de la ligne est un multiple supérieur de π ou 2π. Le nombre et l'intensité de ces fréquences dépendent des caractéristiques de la ligne. Cette méthode de génération d'oscillations peut donc être employée pour produire des ondes complexes pour des buts spéciaux.

M. BOELLA: Générateur de fréquences étalons pour mesures de haute précision . . . . Page 183

On décrit un complexe de laboratoire pour mesures de fréquence, dans lequel, avec des opérations de multiplication, division et somme de fréquence, en partant d'un étalon de 100 kHz on obtient, une à une et sans possibilité d'incertitude, toutes les fréquences d'une série de plus de 55 000 valeurs entre 10 kHz et 30 MHz, et toutes rapportables à la fréquence étalon, avec des opérations simples de multiplication et division par nombres entiers; l'intervalle entre deux valeurs consécutives de cette échelle de fréquences passe d'une valeur de 3 kHz, pour les fréquences plus hautes de la gamme, à une valeur de 2 Hz environ pour les plus basses.

Avec ce complexe, pourvu d'un fréquencemètre pour basse fréquence interpolateur, on peut aisément exécuter des mesures de fréquence dans toute la gamme dite, avec une précision non inférieure à 10^4 fois celle de l'interpolateur.

CONTENTS

certain order of division being given it is convenient to design the oscillator such in a way as to reach the maximum difference between the two half-periods, the optimum conditions being obtained when one of them comprises but one half-period of the voltage to be divided. Other conditions remaining equal the synchronisation interval increases for an increase of the resistance in series with the inductance.

Ordinary oscillators (complex type). — *Synchronisation: The synchronisation interval increases for an increasing ratio of the amplitudes of the synchronising voltage and of the voltage to be synchronised as well as for a decrease of the circuit's Q.*

Frequency division: The synchronisation interval, for any order of division, is large when the oscillatory circuit's Q becomes proportionately smaller or when the ratio of the amplitudes of the synchronising voltage and of the voltage to be divided becomes larger. In class A oscillators it is impossible to obtain whatsoever order of frequency division. In class B oscillators, those orders of division which divided by two give an odd number are impossible to obtain. In order to reach, with the largest synchronising interval, the division of an arbitrary order, it is required to cut down the angle of flow to a value comprising but one half-period of the voltage to be divided.

After some considerations on the loading of resonators, an improved circuit is described suitable for partially overcoming the detrimental effects of triodes connected in the usual way to cavity resonance circuits.

Further an oscillator of new design is described by means of which the generation of the highest frequencies is made possible, the frequency limit being no longer imposed by the circuits but only by the transit-time effects inside the tube. The new circuit, among other advantages, makes possible the mounting in a compact unit of an oscillator-radiator of high efficiency.

By means of cathode ray oscillographs the behaviour of a vacuum tube oscillator, similar to those used for ultrashort waves, employing an electric line, is described. The line is an artificial one and has a comparatively high delay so that the oscillation frequency is in the audible range. It is shown that the oscillation takes place not only at the one frequency for which the phase of the line is π *or* 2π *but also at many other frequencies. The last ones are not always a multiple of the fundamental, but by preference the frequencies for which the phase is a higher odd or even multiple of* π*. Their*

pitch and amplitude depends on the phase constant of the line. The oscillator described can therefore be employed to produce a complex wave form for special purposes.

The present paper gives a description of a laboratory equipment devised for all kind of radio frequencies measurements. With this equipment, by means of operations of multiplication, division and addition of frequencies, on the base of a standard quartz oscillator of 100 kHz it is possible to produce anyone single frequency of a series of more than 55 000 values between 10 kHz and 30 MHz, which all are in exact ratio with the standard frequency and are obtainable from this with simple operation of multiplication and division by whole numbers; the pitch of this scale of frequencies varies from 3 kHz for the highest limits of the range, say 30 MHz, to 2 Hz for the lowest. With this equipment and the aid of a suitable interpolating low frequency meter, it is easy to carry out any measurement of radio frequencies with a precision not lower than 10^4 times that of the interpolating device.

After several general considerations on the systems of dialling selection signals, several types of dialling signals at vocal frequency are described. The type actually used on the national cables system is particularly dealt with. A schematic and topografic interpretation of the corresponding relays chaines, in relation with an easy lecture of the succession of circuits schemes, is given.

The difference between pressure, gradient, and velocity microphones is established considering their mechanical characteristics. To this purpose the mechanical impedance of diaphragm is compared with the additional one due to surrounding air.

INHALT

Man stellt eine allgemeine Theorie über die Synchronisierung von Oszillatoren und die Frequenzteilung dar. Die Theorie bringt zu den folgenden Ergebnissen, die gut mit Experimenten übereinstimmen.

Kipposzillatoren (reeller Fall). — *Synchronisierung (Oszillatoren mit beiden Halbperioden gleicher Dauer): Die Synchronisierungsaufschub nimmt mit der Vermehrung der synchronisierenden Spannung und des Widerstandes im Reihe mit der Induktivität zu.*

Frequenzteilung: Wenn die zwei Halbperioden die gleiche Dauer haben, ist die Frequenzteilung für irgendeine gleiche Ordnung unmöglich. Für eine gegebene Teilungsordnung ist es vorzüglich den Oszillator so zu bauen, dass man die grösste Verschiedenheit zwischen den zweien Halbperioden bekommt; die besten Bedingungen werden erreicht, wenn eine der Halbperioden nur eine Halbperiode der Spannung die verteilt werden soll enthält. Unter gleichen anderen Umständen nimmt der Synchronisierungsaufschub mit der Vermehrung des Widerstandes im Reihe mit der Induktivität zu.

Gewöhnliche Oszillatoren (complexer Fall). — *Synchronisierung: Der Synchronisierungsaufschub nimmt mit der Vermehrung der Verhältnis zwischen den Amplituden der synchronisierenden Spannung und der gesteuerten Spannung sowohl mit der Verringerung des Gütefaktors des Schwingungskreises zu.*

Frequenzteilung: Der Synchronisierungsaufschub für irgendeine Teilungsordnung wird um so grösser desto kleiner der Gütefaktor des Schwingungskreises und desto grössere die Verhältnis zwischen den Amplituden der synchronisierenden bzw. der gesteuerten Spannung wird. Mit Klasse A Oszillatoren ist es unmöglich irgendeine Frequenzteilungsordnung zu erreichen. Wenn der Oszillator in Klasse B arbeitet, diejenige Frequenzteilungsordnungen die nach Halbierung einem ungleichen Zahl entsprechen unmöglich sind. Um den grössten Synchronisierungsaufschub zu erreichen für Frequenzteilungen beliebiger Ordnung muss man dem Umlaufwinkel einen solchen Werte geben, der nur eine Halbperiode der gesteuerten Spannung enthält.

Die schädliche Effekte der Verbindung von Trioden mit Hohlraumresonatoren werden kurz erinnert. Nach einigen Betrachtungen über die Belastung von Hohlraumresonatoren beschreibt man eine neue Schaltung

die teilweise ermöglicht die obenerwähnten Schwierigkeiten zu überwinden.

Ausserdem beschreibt man eine originelle Schaltung die für die Erzeugung sehr hohen Frequenzen sehr geeignet ist. Die obere Frequenzgrenze wird in dem neuen Oszillator nicht nur von den Schaltungen sondern von der Elektronenlaufzeit im Innern der Röhre abhängig. Unter anderen Vorteilen ermöglicht die neue Schaltung den Bau in sehr günstiger Form eines Oszillator-Strahlers hohen Wirkungsgrades.

M. FEDERICI: Niederfrequenz-Oszillator mit elektrische künstliche Linie . . . . Seite 175

Man untersucht einen Röhren-Oszillator der zur Erzeugung der Schwingungen eine elektrische Linie benutzt, wie gebraüchlich bei ultra-kurz Wellen. Die Linie ist nicht stetig, sondern eine elektrische aus einer endliche Zahl von Gliedern zusammengesetzte Kette, und zeigt eine so grosse Verzögerung dass der Oszillator mit einer Frequenz des Sprachgebietes schwingt. Es wird gezeigt dass die Verzögerung für die Grundfrequenz π oder 2π ist. Es giebt auch Oberschwingungen, die nicht genau vielfache von der Grundfrequenz, aber Frequenzen sind, für die die Linienphase eine höhere Vielfache von π oder 2π ist. Die Zahl und die Amplitude der Oberschwingungen sind durch die Phase und die Dämpfungskonstanten der Linie bestimmt. Diese Methode darf zur Erzeugung von komplexen elektrischen Schwingungen für spezielle Zwecke benutzt werden.

M. BOELLA: Hochpräzisions-Frequenzmeβsender . . . . . . Seite 183

Es wird ein Laboratoriumsgerät beschrieben, mit dem jede Frequenz von einer Reihe von mehr als 55 000 Werte in dem Gebiet von 10 kHz bis 30 MHz durch Multiplication- Division- und Addierung-Vorgänge von einer Normalfrequenz von 100 kHz allein und eindeutig erhalten wird. Der Abstand zwischen den erhaltenen Frequenzen nimmt von 3 kHz, in dem oberen Teil des Feldes fortschreitend, bis zu 2 Hz, bei den kleinsten Frequenzen, ab.

Durch dieses Gerät ist es möglich, mit Hilfe einer geeigneten Interpolationschaltung und mit einem Normalfrequenzmeβsender geeigneter Genauigkeit, Frequenzmessungen in dem ganzen obenerwähnten Felde durchzuführen. Die Genauigkeit dieser Messungen ist mehr als 10^4 mal besser als jene, mit der die Interpolationschaltung die Differenz zwischen der unbekannten und der näherer, von dem Frequenzmeβsender gegebenen, Frequenz misst.

F. LUCANTONIO: Automatische Ueberträger in Tonfrequenz--Fernwahl-Systemen . . . . Seite 195

Nach einigen allgemeinen Betrachtungen über Fernwahl-Systeme, werden verschiedene Arten der Tonfrequenz-Uebertragungen beschrieben.

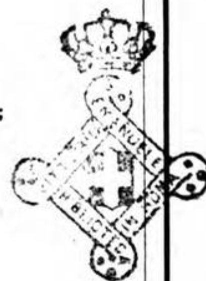


PROF. A. BARBAGELATA, *Direttore responsabile* - Pubblic. autorizzata P 82 A. P. B.
Stabilimento Tipografico AJANI GIOVANNI & CANALE GIACOMO - Corso S. Maurizio 42-A - TORINO

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Direttore: G. Vallauri. *Condirettore:* P. Lombardi.
Redattori: M. Boella; V. Gori; R. San Nicolò; F. Vecchiacchi.
Collaboratori ordinari: A. Ferrari-Toniolo; A. Giacomini; A. Gigli; N. La Barbera; A. Pinciroli; R. Sartori.



VOLUME XV
(1946)



ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Milano (2/2) - Via San Paolo, N. 10

INDICE PER AUTORI

(A) articoli; (C) cronaca tecnica; (LD) lettere al direttore; (LP) libri e pubblicazioni; (R) recensioni.

A

B

C

Pagine iniziali dei singoli fascicoli del volume: p. 1, n. 1 (marzo); p. 65, n. 2 (giugno); p. 145, n. 3 (settembre); p. 225, n. 4 (dicembre).

D

E

F



G

H

J

K

L

M

P

R

S

T

V

W

INDICE PER MATERIE

1. - Acustica applicata ed elettroacustica.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

2. - Amplificatori.

3. - Antenne.

4. - Applicazioni varie.

8. - Elettrofisica e magnetofisica.

9. - Elettrotecnica generale.

10. - Fisica generale.

11. - Fonografia e cinematografia sonora.

Cronaca tecnica

12. - Fotoelettricità.

Cronaca tecnica

13. - Generatori, oscillatori, trasmettitori.

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

14. - Istituti, scuole, esposizioni, congressi.

Informazioni e notizie

15. - Linee e condutture.

Memorie e articoli

Informazioni e notizie

16. - Materiali.

Lettere al direttore

Recensioni

17. - Misure.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

18. - Modulazione e rivelazione.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

22. - Radiotecnica generale, impianti e accessori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

23. - Ricevitori.

24. - Telefonia generale, impianti e accessori.

25. - Telegrafia e telescrittura.

Recensioni

Cronaca tecnica

Informazioni e notizie

26. - Televisione e trasmissione delle immagini.

Recensioni

Cronaca tecnica

27. - Tubi elettronici.

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

28. - Varie.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

29. - Vibrazioni meccaniche.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

VOL. XV - N. 1 MARZO 1946

ALTA FREQUENZA

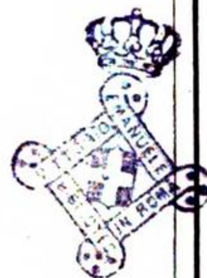
RASSEGNA DI RADIOTECNICA

TELEFONIA

E ACUSTICA APPLICATA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A. F. XV-1 MAR. 1946

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. XV MARZO 1946 N. 1

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione. I manoscritti non si restituiscono.

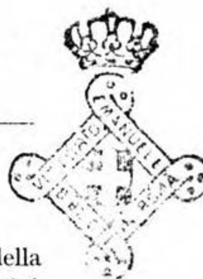
ABBONAMENTO ANNUO . . . . . . **L. 500**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . » **400**
IL PRESENTE FASCICOLO (trimestrale) . . . . » **150**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . » **120**

ANNATE ARRETRATE: V (1936), VI (1937), CIASCUNA **L. 200**; PER I SOCI **L. 160.** LE SUCCESSIVE, CIASCUNA **L. 250**; PER I SOCI **L. 200.** XIV (1945) **L. 450**; PER I SOCI **L. 350.**

SOMMARIO

Vol. XV Marzo 1946 N. 1

ALTA FREQUENZA



Ponti radio su onde ultracorte.

Di particolare importanza con riferimento alla ricostruzione della rete telefonica nel nostro Paese è il problema dei « ponti radio », cioè dei radiocollegamenti ad onde ultracorte con stazioni soccorritrici intermedie, la cui tecnica sembra ormai perfettamente matura per importanti e vaste applicazioni pratiche.

Con essi è oggi possibile ottenere su una sola onda molti canali telefonici di ottima qualità, in maniera assai stabile, con impianti che presentano spiccato vantaggio per l'economia anzi tutto, ed altresì per la rapidità dell'attuazione e per la continuità del funzionamento. Poichè la tecnica odierna consente l'uso di un numero anche elevato di stazioni intermedie senza che peggiori la qualità del collegamento, si possono in tal modo coprire distanze molto grandi, come già nella telefonia su filo.

Il collega VECCHIACCHI, che da parecchio tempo si occupa della tecnica delle onde ultracorte e dei ponti radio in ispecie [1], espone in questo fascicolo, in forma sommaria, i molteplici aspetti fondamentali dell'importante problema. Particolarmente interessanti appaiono le considerazioni circa la situazione in Italia, dove la natura montagnosa del suolo può condurre in molti casi a soluzioni diverse da quelle che si adotterebbero altrove, in paesi pianeggianti, essendo presso di noi meglio conseguibili un allungamento delle singole tratte e quindi una riduzione del numero delle stazioni e del costo dell'impianto.

Si presenta naturale l'auspicio, che i tecnici e le industrie del paese di Marconi (del quale è nota l'attività da pioniere svolta anche nel tema specifico dei collegamenti con onde ultracorte) abbiano al più presto modo di esplicare una notevole attività in questo campo, che si annuncia fecondo di possibili futuri sviluppi.

Misure di piccoli angoli di perdita.

L'amplificazione di rivelazione nei circuiti a ponte funzionanti a frequenza industriale ha sempre presentato notevoli difficoltà, specialmente se, come accade molte volte per frequenze così basse, si deve ali-

---

(1) R. C. XLIV Riunione A. E. I., 1940, I, p. 47; L'Elettrot., 1942, XXIX, p. 476.

mentare il ponte con tensioni elevate. Si usa spesso, in tal caso, mettere a terra un estremo del circuito di alimentazione e quindi il vertice del ponte con cui esso è collegato. In questo modo la diagonale di rivelazione, anche col ponte in equilibrio, si trova ad un potenziale diverso da quello di terra ed è possibile risenta l'effetto della sua capacità verso terra oltre che di quella verso gli altri lati, attraverso tutta l'apparecchiatura rivelatrice.

Il valore delle capacità di dispersione può essere fissato per mezzo di schermi, ma, per la complessità del dispositivo rivelatore con amplificatore, che richiede anche talvolta manovre e procura quindi difficoltà di schermatura, si è cercato in molti casi di accoppiare la diagonale al rivelatore soltanto attraverso la piccola capacità di un tubo elettronico. Di questo artificio si è valso l'ingegnere SELLA nel progettare il suo preamplificatore di accoppiamento, che si adatta a venir equilibrato al momento dell'uso. I risultati sperimentali ottenuti dimostrano che tale sistema consente di spingere l'amplificazione ad un grado elevato con un'incertezza relativamente piccola sul valore dei risultati.

Equivalenze elettromeccaniche.

Il problema delle equivalenze elettrico-meccaniche si può dire nato con l'elettrotecnica ed ha presentato sempre notevole attrattiva come proficuo mezzo di studio, sia per riportare l'esame di un fenomeno dall'uno all'altro campo secondo l'attitudine dello studioso, sia per rappresentarselo in una visione sintetica che insieme li abbracci ambedue, segno indubbio di uno stadio superiore della conoscenza. Le nozioni della meccanica sono state di aiuto all'elettrotecnica nei suoi primi passi e ancora vi si vede far ricorso in certi libri d'iniziazione; ma chi abbia acquisito una mentalità elettrotecnica, e nei problemi di questa scienza si sia familiarizzato con lo strumento matematico e col simbolismo degli schemi, prova invece una comprensibile inclinazione a interpretare in forma elettrica i fenomeni meccanici che gli si presentano.

Le questioni di equivalenza debbono tuttavia essere trattate con riguardo, perchè facilmente da una loro impostazione non perfettamente corretta possono derivare errori gravissimi d'interpretazione. Nella nota del professore SACERDOTE, che compare in questo fascicolo, si trova esposto un istruttivo ed interessante esempio dello studio di un'equivalenza elettromeccanica, attraverso la precisa impostazione del problema meccanico e lo sviluppo conciso e rigoroso della trattazione intesa a dar forma allo schema elettrico equivalente.

LA REDAZIONE.

/

COLLEGAMENTI RADIOTELEFONICI CON ONDE ULTRACORTE

FRANCESCO VECCHIACCHI

In moltissimi casi i collegamenti radio ad onde ultracorte con stazioni relè intermedie possono essere adoperati vantaggiosamente nella telefonia a molti canali per grandi distanze. Alla base della loro tecnica sta la soluzione di varie questioni fondamentali, come quelle della scelta della lunghezza d'onda, del tipo di modulazione dell'onda radio, del sistema multiplex, del procedimento di ripetizione alle stazioni relè, della distanza ottima fra queste. Il problema assume aspetti particolari nel nostro paese in relazione con la natura montagnosa del suolo: la possibilità di installare le stazioni in località naturalmente sopraelevate evita spesso l'uso di apposite torri di sostegno delle antenne per il raggiungimento della visibilità, col conseguente vantaggio di una notevole economia, e permette altresì in molti casi di ridurre notevolmente il numero delle stazioni relè in sèguito alle migliorate condizioni di visibilità a distanza. Alcune interessanti soluzioni tipiche sono indicate a scopo di esempio.



1. - Premessa.

Ci si riferisce qui alle importantissime applicazioni che le onde ultracorte (metriche, decimetriche, centimetriche) possono ricevere nel campo della telefonia a notevoli distanze (telefonia interurbana) con l'attuazione di collegamenti senza filo in sostituzione di analoghi collegamenti su filo (linee aeree, cavi terrestri, cavi sottomarini). In modo particolare si tratta dei così detti « ponti radio », ovvero più precisamente dei radiocollegamenti a molti canali telefonici, attuati mediante l'ausilio di stazioni relè distribuite lungo il percorso ed intese a suddividerlo in un limitato numero di tratte parziali, in ciascuna delle quali sussista, con sufficiente margine, la condizione di visibilità tra i due punti corrispondenti.

Come il progresso della tecnica nel campo delle onde ultracorte sia stato nell'ultimo decennio importante, e tale ormai da indurre le principali compagnie telefoniche mondiali a prendere in seria considerazione i ponti radio per un loro uso nei collegamenti interurbani in questo immediato dopo guerra, è oggi ben noto e non verrà ripetuto in questa esposizione sommaria. Si tratta di una situazione già delineatasi chiaramente negli anni precedenti la guerra, e che la guerra, provocando un progresso accelerato nel campo dei tubi elettronici per codeste onde, ha servito a marcare in maniera anche più netta ed incontrastata.

Pur rinunciando qui ad un'esposizione dello sviluppo storico, estremamente interessante, subito per oltre un ventennio dalla tecnica delle onde ultracorte in vista delle applicazioni considerate, non si può fare a meno, in un'epoca difficile come l'attuale, di ricordare, quale esempio e sprone, il contributo apportato dal grande Marconi. Con il suo eccezionale intuito egli vedeva lontano anche in questo campo, ed i suoi esperimenti, iniziati con il Franklin già durante la penultima guerra mondiale, e svolti in grande parte in Italia, costituiscono tante importanti tappe verso il raggiungimento dell'attuale risultato.

Molti italiani hanno contribuito agli studi sulle onde ultracorte, tra cui il Sacco per la propagazione, il Carrara per i circuiti, e vari altri. Tra i pionieri delle applicazioni delle onde ultracorte nel nostro paese ai collegamenti telefonici a distanza con stazioni relè, è doveroso ricordare l'ammiraglio Pession, che nella sua qualità di Direttore delle Poste e dei Telegrafi si rendeva prontamente conto del grande interesse e delle larghe possibilità delle onde ultracorte, incoraggiando e facilitando ogni impresa nazionale in questo campo.

2. - Problemi fondamentali.

Data la necessità di suddivisione di un lungo percorso in più tratte parziali sicchè sia soddisfatta in ciascuna di essi la condizione di visibilità, la situazione geografica del terreno interposto tra i due centri corrispondenti evidentemente può influenzare in maniera anche notevole la soluzione del problema. La presenza di colline e montagne può grandemente facilitarla, ed anche in alcuni casi ostacolarla; evidentemente è più semplice, in uno studio generale, il caso di terreno piano in cui, insieme con l'inconveniente di dover installare « torri » elevate per la collocazione delle antenne in maniera da renderle visibili a distanza, si ha il vantaggio della libertà della scelta delle località sedi di stazioni intermedie. Quest'ultima situazione è stata presa come base di tutte le più importanti soluzioni estere e altrettanto si fa qui nell'impostazione generale dello studio, che verrà per altro integrato con una discussione della particolare situazione italiana.

Problemi singoli molto importanti da risolvere riguardano la scelta:

— della lunghezza d'onda più adatta per i collegamenti;

— dell'intervallo più economico fra due successive stazioni relè;

— del miglior sistema di « ripetizione » nelle stazioni relè;

— del più adatto sistema di modulazione dell'onda radio;

— del più conveniente sistema « multiplex » (sistema per trasmettere su una data onda radio più comunicazioni telefoniche distinte).

Conviene esaminare separatamente tali problemi.

a) Scelta dell'onda. — Si può osservare anzitutto come tendenza assai netta verificatasi in America negli ultimi anni sia quella di usare lunghezze d'onda estremamente corte.

Effettivamente il decrescere della lunghezza d'onda porta con sè, con qualche inconveniente, molti vantaggi di cui il più evidente è quello di rendere disponibile una più ampia banda di frequenza.

Entro una « ottava », o più precisamente entro un intervallo compreso tra una data frequenza e una frequenza doppia, resta compresa una banda la cui estensione è data dallo stesso valore della frequenza base; si ha cioè una banda di 300 MHz per l'onda di 1 m, di 3000 MHz per l'onda di 10 cm, e così via (nella banda di 300 MHz entrano in linea teorica 100 000 comunicazioni telefoniche normali).

Una larga banda di frequenza di modulazione si ottiene nella modulazione stessa con variazioni relative tanto più piccole, quindi tanto più facili ad essere prodotte, quanto più l'onda è corta: per l'onda di 1 m, ad esempio, la totale banda di 6 MHz, teoricamente coperta da un canale televisivo o da 2000 comunicazioni telefoniche, corrisponde a un intervallo relativo di ± 1 %.

Elevatissimi gradi di direttività nelle antenne sono ottenuti tanto più facilmente ed economicamente quanto più l'onda è corta, giacchè com'è ben noto la direttività di un dato sistema radiante è determinata essenzialmente dal rapporto tra le dimensioni del sistema e la lunghezza d'onda.

L'attuazione di elevate direttività in trasmissione e ricezione consente non soltanto di ridurre molto il settore soggetto alle interferenze e ai disturbi, ma altresì di abbassare notevolmente la potenza richiesta in trasmissione per ottenere in ricezione un dato grado di purezza del segnale (a parità di dimensioni delle antenne tale potenza risulta, per condizioni di propagazione determinate, direttamente proporzionale al quadrato della lunghezza d'onda).

In assai minor grado si fanno sentire i disturbi industriali i quali, oltre che più facilmente contenibili entro l'organo che li produce, in quanto localizzati in sorgenti generalmente poste a poca altezza dal suolo, subiscono nella loro propagazione attenuazione tanto più forte quanto più la lunghezza d'onda è corta.

Il margine rispetto alla condizione limite di visibilità esistente fra i due punti corrispondenti, che si richiede perchè il raggio indiretto si componga in ricezione esattamente in fase con il diretto, od almeno con una differenza di fase discreta rispetto alla condizione di opposizione, si riduce al decrescere della lunghezza d'onda; conseguentemente, a parità di distanza da coprire, l'altezza delle torri di sostegno delle antenne risulta tanto minore (tale vantaggio va tuttavia riducendosi quanto più la lunghezza d'onda rimpicciolisce).

Le onde attualmente adoperate in America vanno da una lunghezza dell'ordine del metro fin anche al di sotto del decimetro (percorsi singoli da 60 a 30 km circa).

b) Scelta dell'intervallo fra le stazioni relè. — Una limitazione del numero dei relè adottati per coprire un certo percorso, se da un lato riduce, insieme con il numero degli apparati, il costo complessivo dei

medesimi (moderata importanza ha il fatto che a distanze più lunghe la potenza richiesta in trasmissione sia maggiore), dall'altro aumenta assai il costo complessivo delle torri di sostegno per le antenne, delle quali mentre si riduce, come per gli apparati, il numero, viene assai aumentato il costo individuale, dato che l'altezza richiesta è proporzionale al quadrato della distanza da coprire, ed il costo di una torre è più rapidamente crescente che l'altezza della medesima.

La distanza ottima, funzione anche della lunghezza d'onda, del numero dei canali, del sistema multiplex adottato, del tipo di apparati, e di altri elementi, a giudizio degli esperti americani si aggira, nello stato attuale della tecnica, sui 50 km. Secondo l'Hansell della R. C. A., nel caso di collegamenti televisivi, a tale distanza e per la condizione di composizione a 120° in ricezione dei due raggi diretto ed indiretto (condizione per cui il campo totale è eguale a quello che si avrebbe per propagazione nello spazio libero), per le onde di 1 m, 30 cm, 10 cm, corrispondono rispettivamente le altezze di 104, 75, 60 m (nei calcoli il raggio terrestre si considera moltiplicato per 1,25, per tener conto della rifrazione atmosferica). Si comprende come la situazione sia grandemente diversa nel caso in cui, essendo il terreno montagnoso, le antenne possano essere poste direttamente sul suolo.

c) Scelta del sistema di modulazione dell'onda radio. — Sono oramai ben noti i due sistemi di modulazione di ampiezza e di frequenza e basta qui richiamare le principali differenze tra di essi che si manifestano sotto l'aspetto dei risultati pratici.

La modulazione di frequenza, insieme con l'inconveniente di una banda di modulazione considerevolmente più larga a parità di tipo di segnale, ha i seguenti vantaggi fondamentali:

1) Il rapporto tra il rumore ed il segnale ottenuto all'uscita del ricevitore è fortemente minore di quello esistente all'entrata del ricevitore medesimo, non appena il disturbo sia, come logicamente dev'essere, di ampiezza moderata rispetto a quella del segnale stesso. Con l'uso di un valore Δf della massima deviazione di frequenza dell'onda, notevolmente superiore alla frequenza f di modulazione (quindi con una banda assai più larga di quella occupata dalla modulazione in ampiezza), la potenza richiesta in trasmissione per ottenere in ricezione, all'uscita del ricevitore, un dato rapporto segnale/disturbo è assai inferiore (ad esempio 10 volte e più) a quella richiesta nel caso di modulazione in ampiezza. Il vantaggio si accresce se si considera che la modulazione in frequenza consente di raggiungere nel trasmettitore un rendimento più elevato.

2) Alle onde più corte, con la modulazione di frequenza è possibile ottenere, sia nella modulazione, sia nella rivelazione, una migliore linearità che non con la modulazione in ampiezza. Le variazioni di frequenza richieste costituiscono infatti una piccola percentuale della frequenza portante, mentre che la « profondità » della modulazione in ampiezza dev'essere elevata se si desidera un buon rendimento. Molti tubi generatori di onde estremamente corte, come ad esempio i magne-

tron, non si prestano per di più alla modulazione in ampiezza, ed anche i tubi normali a tali onde risentono dannosamente, nel caso di modulazione in ampiezza, delle variazioni nel tempo di transito che si verificano durante la modulazione medesima. Le distorsioni di ampiezza, cioè le distorsioni di tipo « non lineare », dei tubi elettronici e dei circuiti, risultano praticamente prive di importanza con la modulazione di frequenza, mentre ai fini del risultato sono da prendere in considerazione le sole distorsioni di fase, che con adatta tecnica è assai più facile contenere nei limiti voluti. L'importanza pratica di questo risultato appare evidente specialmente nel caso della telefonia multiplex con più onde subportanti, dove le distorsioni sono causa di diafonia.

Si tacciono qui per brevità altri vantaggi della modulazione di frequenza, anche se tuttora di notevole importanza pratica. In America, la modulazione in ampiezza non è oggi quasi più adoperata se non nel sistema di telefonia multiplex a dislocazione nel tempo, di cui si dirà più avanti. Il sistema di modulazione in ampiezza va tuttavia considerato nel caso di collegamenti con molti canali con onde relativamente lunghe, dove la modulazione di frequenza porterebbe un ingombro in genere non tollerabile, e dove alla minore efficienza riguardo ai disturbi, propria della modulazione in ampiezza (modulazione effettuabile per tali onde con la voluta linearità), si può ovviare ricorrendo ad una potenza maggiore, facilmente ottenibile dai tubi elettronici con tali onde, e ad una maggiore estensione delle antenne direttive. (Come si vedrà, infatti, l'uso di onde più lunghe sembra adatto per il caso di collegamenti con relè posti a notevole distanza fra loro, attuabili nei casi di stazioni relè situate su montagne, in cui l'adozione di antenne relativamente estese non costituisce un inconveniente sensibile).

d) Scelta del sistema di « ripetizione ». — In ogni relè si deve sostanzialmente effettuare, come in un normale ripetitore della telefonia su filo, un'amplificazione del segnale ricevuto da un lato e da ritrasmettere dall'altro, segnale costituito da un'onda radio che, attenuatasi nel percorso già compiuto, dev'essere riportata ad un livello sufficiente per poter sostenere convenientemente l'attenuazione del percorso successivo.

Si deve in proposito anzitutto distinguere fra il caso in cui l'onda ritrasmessa sia diversa da quella ricevuta ed il caso in cui essa sia invece eguale, e cioè tra quello in cui la « ripetizione » sia accompagnata da una conversione di frequenza e quello in cui non lo sia. Nel secondo caso si presenta il problema di limitare l'inevitabile accoppiamento indesiderato esistente tra uscita ed ingresso del ripetitore ad un grado assai inferiore a quello che provocherebbe l'entrata in autooscillazione, per impedire non soltanto quest'ultima, ma per evitare altresì che il segnale subisca distorsioni sensibili. Si deve in tale intento soprattutto impedire con ogni cura che dell'energia irradiata dall'antenna che ritrasmette, una parte non trascurabile venga captata dall'antenna che riceve. Ciò è nella pratica possibile quando, come accade, si operi con antenne che non solamente irradiano in un unico senso, ma sono per di più fortemente

direttive, sicchè il settore di pratica azione di ciascuna antenna sia assai nettamente separato dal settore dell'altra; risultato che va in pratica ottenuto con antenne adatte e soprattutto convenientemente distanziate e schermate, ed eventualmente con l'aggiunta di dispositivi di disaccoppiamento atti a neutralizzare in parte il debole accoppiamento residuo.

Il pericolo di reazione manifestamente non sussiste quando l'amplificazione sia accompagnata da una conversione di frequenza, effettuabile, secondo che convenga, prima o dopo, o meglio ancora a metà strada dell'amplificazione stessa. L'intervento di nuove onde, conseguente al cambiamento di frequenza, ovviamente può essere talvolta un vantaggio (tale ad esempio il caso in cui le condizioni di propagazione del nuovo percorso consiglino un'onda diversa da quella richiesta dal precedente), ma più generalmente può risultare un inconveniente in quanto conduce ad un maggior ingombro dell'etere e si oppone ad una maggiore normalizzazione degli apparati. Per altro esso offre la massima sicurezza circa l'accoppiamento parassita ora considerato.

Quando si sia stabilito il concetto di adoperare per la ritrasmissione un'onda diversa da quella ricevuta, l'amplificazione può essere anche ottenuta mediante una radicale trasformazione del segnale e precisamente mediante una normale rivelazione del segnale modulante l'onda radio ed una successiva rimodulazione locale della nuova onda prodotta. Contrariamente a quanto si può ritenere a prima vista, anche con soluzioni del genere è possibile contenere in un grado del tutto accettabile le distorsioni che si producono nelle varie operazioni di conversione, in modo da evitare il pericolo della diafonia. Essendo quest'ultima essenzialmente dovuta alle armoniche dispari (le pari, ed in particolare la seconda, non vi concorrono quando si prendano opportune precauzioni), non è infatti difficile in pratica ottenere il risultato voluto operando come la tecnica moderna consente e limitando il grado di modulazione massimo ad un valore sensibilmente inferiore al 100 %.

Il sistema sembra tuttavia più adatto per collegamenti con un numero di stazioni intermedie limitato, eccezion fatta per il caso in cui si adoperi il sistema di telefonia multiplex a dislocazione nel tempo, nel quale le distorsioni vengono a perdere quasi completamente la loro importanza. Il sistema della rivelazione e rimodulazione locale può in certi casi presentare vantaggi riguardo ai disturbi e rende infine possibile, quando occorra, l'uso del sistema « diversity », effettuato con l'uso simultaneo di più onde diverse o di più stazioni riceventi dislocate, allo scopo di ridurre l'evanescenza.

e) Scelta del sistema multiplex. — Nel campo dei differenti sistemi di telefonia multiplex si può distinguere fra quelli in cui i singoli segnali vengono mantenuti separabili alla ricezione mediante una loro dislocazione nel campo delle frequenze — sistemi fino ad ora generalmente adoperati — e quelli invece in cui tale risultato è ottenuto mediante dislocazione nel tempo con una modulazione multipla sincrona, paragonabile a quella effettuata nella telegrafia Baudot. Si può anche dire che

nel primo caso si fa ricorso nella modulazione a varie onde subportanti, tante quanti sono i canali, e nel secondo invece ad una sola onda subportante (non sinusoidale).

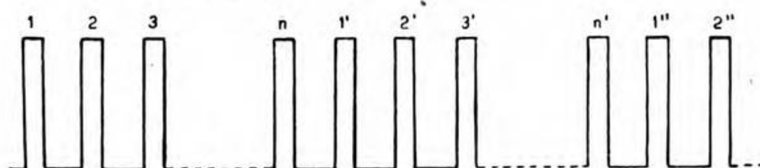




Fig. 1. — Segnali telefonici nel sistema di telefonia multiplex a dislocazione nel tempo.

Fig. 2. — Collegamento Milano-Roma e sue estensioni.

Il primo sistema è ben noto giacchè usato comunemente anche nella telefonia su filo: con esso nel caso radio sono necessarie alcune avvertenze particolari, come, ad esempio, quella del sacrificio di una parte di banda disponibile, ed altre varie (uso di compressori, circuiti di controreazione, correttori di distorsione, e così via), che rendano tollerabile un maggior scostamento degli apparati dalla condizione di linearità senza che la diafonia ne venga aumentata.

Giova richiamare brevemente il principio del sistema multiplex « a dislocazione nel tempo » indubbiamente meno noto dell'altro. Fissato ad *n* il numero dei canali desiderati, il segnale complessivo con cui viene modulata l'onda radio è, in assenza dei singoli segnali telefonici, del tipo mostrato nella figura 1. Si ha cioè una successione di guizzi rettangolari equidistanziati, di durata modesta rispetto all'intervallo di tempo T che li separa, espresso da $T = 1/nf$, dove f, « frequenza di gruppo dei guizzi », nel caso di segnali telefonici con banda sino a 3000 Hz, può essere ad esempio fissata ad 8000 Hz. La presenza dei segnali telefonici fa variare i guizzi in altezza, ovvero in larghezza, od anche (soluzione più recente) nella loro posizione, in questi ultimi due casi il singolo guizzo rimanendo sempre per altro contenuto entro un certo intervallo ad esso assegnato.

Mediante un sincronismo attuato tra la trasmissione e la ricezione, al segnale 1 si fa corrispondere la serie di guizzi 1, 1', 1'', ...; al segnale 2 la serie di guizzi 2, 2', 2'', ..., e così via. L'applicazione dei procedimenti adoperati nella tecnica televisiva rende relativamente facile l'ottenimento del risultato voluto; sia l'operazione di modulazione, sia quella di rivelazione risultano di notevole semplicità, ed altrettanto si può dire per l'operazione di sincronizzazione.

Il sistema ha anzitutto il pregio di rendere le distorsioni prive di effetto sulla diafonia, l'eliminazione della quale richiede tuttavia che la larghezza di banda degli apparati e dell'intera catena di trasmissione sia sufficientemente grande perchè il segnale finale non si discosti troppo dalla forma rettangolare originaria e non accada che la « coda », presentata da ciascun guizzo in seguito all'effetto delle costanti di tempo dei circuiti (tanto maggiori quanto più ristretta è la banda), sia tale da invadere il campo del guizzo successivo ed influenzarlo nel parametro sottoposto a modulazione. La larghezza di banda dev'essere manifestamente abbastanza più larga di f, data la forma rettangolare dei guizzi, in pratica, ad esempio, eguale almeno al doppio di f, secondo i dati di un autore inglese. Rispetto ai 4000 Hz praticamente richiesti da ogni canale nella normale telefonia multiplex ottenuta mediante dislocazione dei segnali nel campo delle frequenze, l'attuale multiplex a dislocazione nel tempo richiede pertanto una banda di frequenza almeno quadrupla.

Se si considera d'altra parte che tale sistema multiplex, usato con una normale modulazione in ampiezza dell'onda radio, consente, quando si modulino i guizzi in larghezza od in posizione e si usino in ricezione dispositivi limitatori, una forte riduzione dei disturbi, la situazione finale appare paragonabile a quella in cui ci si viene a trovare con un multiplex a dislocazione del campo delle frequenze, con modulazione in frequenza dell'onda radio.

Delle tre soluzioni di modulazione dei guizzi in larghezza, altezza, posizione, le due ultime sono più vantaggiose della prima, riguardo non soltanto ai disturbi, ma evidentemente anche alle distorsioni nei singoli canali. I dati pratici che tuttora si possiedono relativamente alla tele-

fonia multiplex a dislocazione nel tempo sono del resto piuttosto scarsi sicchè converrà attendere prima di dare un giudizio definitivo su di essa.

Con il sistema a dislocazione nel tempo si può altresì pensare di adottare la stessa onda per le comunicazioni nei due sensi (ciò che del resto è possibile anche con altri sistemi, sia pure con maggiori difficoltà), giacchè, a spesa di un ulteriore allargamento della banda di frequenza di modulazione di una singola onda, si può riservare una serie di guizzi alle comunicazioni in un senso ed un'altra serie, opportunamente intervallata con la prima, alle comunicazioni nell'altro senso.

Meritano di essere ripetute le osservazioni già fatte, che il sistema multiplex a dislocazione nel tempo è praticamente attuabile solamente nel caso di onde ultracorte, e che per di più certi tubi elettronici speciali possono assai meglio prestarsi a tale tipo di modulazione che non ad altri.

3. - La situazione in Italia.

La particolare situazione geografica italiana, e precisamente la presenza di montagne, possono in certi casi ostacolare l'attuazione di ponti radio ed in molti altri facilitarla, consentendo, grazie all'installazione delle stazioni relè sulle montagne stesse, il risparmio delle torri di sopraelevamento delle antenne, e permettendo egualmente di superare in condizioni di visibilità percorsi relativamente lunghi, con la conseguente riduzione del numero dei relè necessari.

Tipico tra i tanti, ad esempio, il caso del collegamento già studiato ed esperimentato negli anni 1941-42 dalla Fabbrica Italiana Magneti Marelli (1), in cui l'intero percorso Roma-Milano, di quasi 500 km in linea d'aria, veniva coperto mediante due sole stazioni relè, installate l'una sul Monte Terminilluccio, presso Rieti, e l'altra sul Monte Cimone, presso Modena, in località ambedue ben accessibili ed atte allo stabilimento di ottime condizioni di vita.

L'uso di percorsi più lunghi conduce in genere all'adozione di onde più lunghe, sia per la maggior facilità a mettere con queste in giuoco più grandi potenze, sia perchè in tal modo resta maggiormente contenuta l'entità delle fluttuazioni dovute agli spostamenti nell'angolo di fase, all'arrivo, tra raggio diretto e raggio riflesso, che conseguono a variazioni nei fenomeni di rifrazione atmosferica (2). (Nei percorsi su terraferma tuttavia, con onde molto corte, le irregolarità del suolo possono probabilmente ridurre in molti casi l'importanza del raggio riflesso, il quale, per percorsi moderati, e quando sia possibile installare le stazioni a notevole altezza, può anche essere ovviamente attenuato con l'uso di antenne fortemente direttive).

---

(1) G. PESSION: Collegamento radiotelefonico ad onde ultracorte su grandi distanze - Radio e Televisione, 1941, V, p. 163.

(2) F. VECCHIACCHI: Relazione tra lunghezza d'onda e distanza nei radiocollegamenti ad onde ultracorte tra punti visibili - Ricerca Scientifica, 1946, XVI, p. 318.

Si comprende pertanto come in generale non convenga esagerare col ricercare percorsi eccessivamente lunghi, tanto più che essi condurrebbero all'uso, per i relè, di località montane di altitudine molto elevata, quindi di solito poco accessibili e disagevoli sotto vari

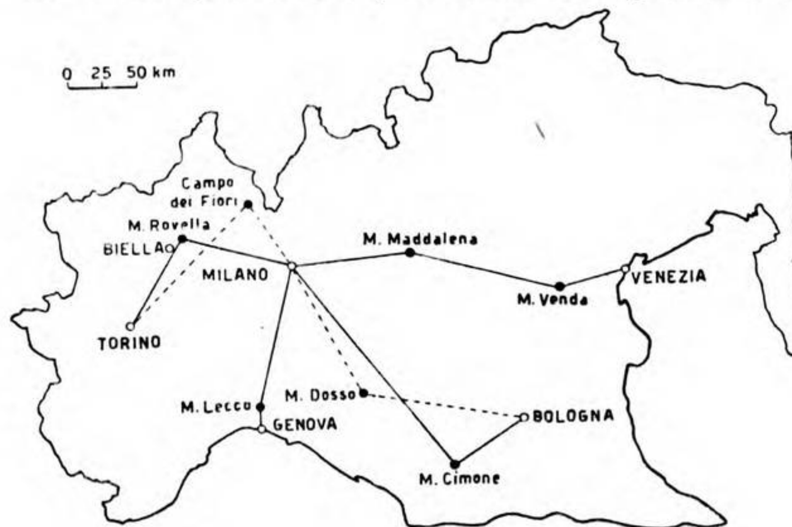


Fig. 3. — Collegamento di Milano con centri dell'Italia settentrionale.

aspetti. Se non è possibile stabilire precisi criteri al riguardo, giacchè la situazione può variare anche grandemente da caso a caso, si può ritenere tuttavia, in linea di larga massima, che distanze dell'ordine di $100 \div 150$ km siano in genere, dati gli attuali bisogni italiani e dato anche lo stato attuale della tecnica, le più atte a condurre alle migliori condizioni di compromesso.

Un caso in cui necessariamente occorra adottare lunghe distanze tra due successivi relè, può essere quello di collegamenti attraverso il mare, dove non è il più spesso possibile trovare punti intermedi di appoggio, od averli distribuiti come si vorrebbe. Tipico a questo proposito il collegamento tra la penisola e la Sardegna, che potrebbe effettuarsi ad esempio tra una località della costa tirrenica ed il Monte Limbara, con una stazione intermedia posta nell'isola d'Elba, distante dal Limbara circa 230 km, ovvero nell'isola di Montecristo, distante dal Limbara circa 190 km, mentre non sarebbe possibile trovare alcun'altra isola che consenta di ridurre ulteriormente tale distanza.

Un attento esame della carta geografica italiana con riguardo alle più importanti necessità presenti e future del traffico telefonico nazionale mostra come i casi, in cui è possibile attuare radiocollegamenti tecnicamente assai più razionali e più economici di analoghi su filo, sono molto

numerosi. Di alcune di tali possibilità rendono conto a titolo di esempio le carte di massima delle figure 2 e 3, relative la prima al collegamento Milano-Roma esteso verso nord e verso sud, la seconda ad una parte dei collegamenti più importanti tra Milano ed alcuni centri dell'Italia set-

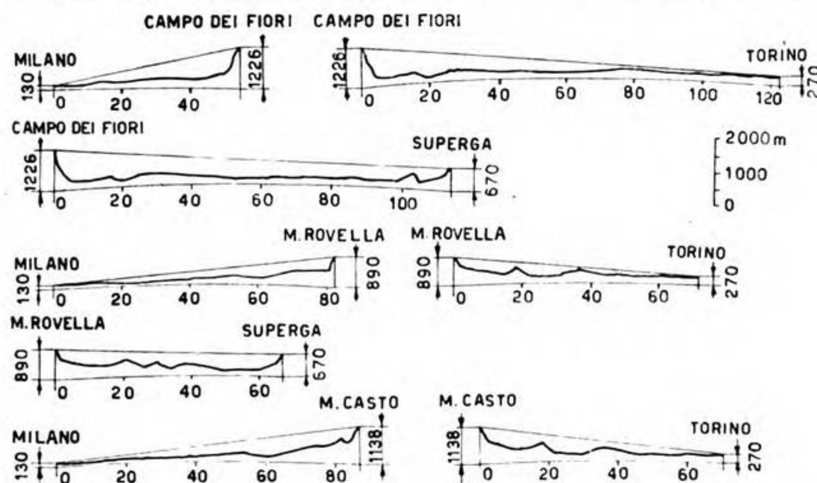


Fig. 4. – Profili relativi a tre soluzioni del collegamento Milano-Torino: distanze orizzontali in kilometri, verticali in metri.

tentrionale. Assai buona apparisce la situazione per le nostre isole maggiori, giacchè, come si è detto, dalla costa tirrenica si può raggiungere la Sardegna con un solo relè, e facili collegamenti con la Sicilia risultano effettuabili partendo, per esempio, dalla penisola Sorrentina; tra questi se ne rimarca uno tra Monte S. Angelo e Palermo (M. Pellegrino), attuabile con un solo relè nell'isola di Salina.

Fra le svariate possibilità che per brevità non si considerano, importanti risultano quelle relative a collegamenti tra il nostro Paese e la Francia, la Svizzera, l'Austria, la Jugoslavia, l'Albania, la Grecia e la Tunisia.

Della condizione di visibilità tra due punti e dei margini con cui essa sussiste ci si rende conto mediante il tracciamento dei « profili » di cui alcuni esempi sono riportati nelle figure 4 e 5. In questi il raggio della terra è stato moltiplicato per 1,15 per tener conto mediamente dell'aumento di visibilità dovuto alla rifrazione atmosferica, e per comodità di visione la scala verticale delle altezze è stata dilatata 10 volte rispetto a quella delle distanze.

La figura 4 riporta i profili di massima relativi a tre soluzioni tipiche di collegamento Milano-Torino e la figura 5 i profili per il collegamento Milano-Roma effettuato con due sole stazioni intermedie sui Monti Cimone e Terminilluccio. In essa il tratto Cimone-Terminilluccio è un

esempio abbastanza notevole della possibilità di attuare percorsi assai lunghi grazie all'uso delle montagne; altro esempio tipico del genere, quello di un collegamento diretto tra la penisola Sorrentina (Monte

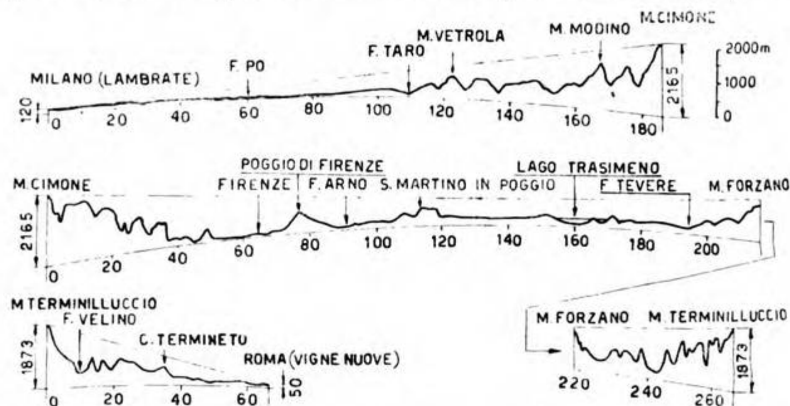


Fig. 5. — Profilo Milano-Roma: distanze orizzontali in kilometri, verticali in metri.

S. Angelo) ed il Monte Etna in Sicilia, dove la distanza coperta in buone condizioni di visibilità risulta di circa 325 km (si prescinde naturalmente qui dalla difficoltà pratica di un'installazione sul Monte Etna medesimo).

4. - Conclusione.

Pur da questa esposizione sommaria appare chiaramente come il problema dei ponti radio costituisca oggi un lato dei più moderni ed interessanti della tecnica delle comunicazioni telefoniche a distanza. In molti casi la radio può competere vantaggiosamente col filo, non soltanto per l'economia, ma talvolta anche per la rapidità di attuazione dei collegamenti, e addirittura per la loro sicurezza. Appare chiaro altresì come il problema assuma, nel nostro Paese, aspetti particolari che sembrano sinora non essere stati abbastanza presi in considerazione dagli studiosi stranieri, aspetti cui possono corrispondere soluzioni altrettanto particolari che si sono imposte e s'impongono sin d'ora all'attenzione dei tecnici nazionali interessati alla ricostruzione.

Se in questa esposizione sommaria è stato preso essenzialmente di mira il caso dei collegamenti telefonici normali, è per altro evidente che i ponti radio appaiono del massimo interesse anche riguardo ai collegamenti musicali o telefonici di alta qualità, come ad esempio quelli tra stazioni di radiodiffusione distanziate, emettenti lo stesso programma, e gli analoghi collegamenti televisivi. Tecnicamente in questi altri casi un confronto tra il filo e la radio appare anzi ancora più decisamente favorevole a quest'ultima, data la maggior estensione della banda di frequenza occupata dai segnali.

LA SENSIBILIZZAZIONE DEL PONTE DI SCHERING PER LA MISURA A BASSA TENSIONE DI PICCOLI ANGOLI DI PERDITA

GIUSEPPE SELLA

Per la misura a bassa tensione di piccoli angoli di perdita alle frequenze industriali col ponte di Schering, è stato studiato ed attuato un preamplificatore a triodi inserito tra il ponte ed il trasformatore di accoppiamento con l'amplificatore, in modo da rendere indipendente il ponte stesso da ogni potenziale di schermatura o da dissimmetrie verso terra, dovute al trasformatore o all'amplificatore rivelatore.

Il preamplificatore è disposto simmetricamente a ponte ed è regolato in controreazione per corrente, in modo da rendere l'amplificazione per quanto possibile indipendente dall'ampiezza della tensione alternata applicata alle griglie. La percentuale di dissimmetria, nelle condizioni normali di misura, è risultata del valore di circa 0,5/10 000, ed in tutti i casi assai minore dell'incertezza che si riscontra nelle misure degli angoli di perdita. Il preamplificatore è seguito da un amplificatore a due stadi e da un rivelatore costituito da un galvanometro a corrente continua a lettura diretta, con un raddrizzatore opportuno.

Le misure sperimentali effettuate su provini, sia artificiali, sia costituiti da dielettrici industriali, hanno dimostrato che, con tensioni massime applicate al provino di 500 V, alla frequenza di 50 Hz, si sono ottenuti negli angoli di perdita valori dell'ordine di 10^{-5} con un'incertezza massima del 5% anche quando la capacità del provino è dell'ordine di 50 μμF.

La misura degli angoli di perdita negli isolanti elettrici alle frequenze industriali (42÷60 Hz) si effettua normalmente con l'uso del ponte di Schering per la possibilità di eseguirla sotto differenze di potenziale elevate (60 kV). La completa schermatura delle varie parti del ponte — in modo particolare di quelle ad alta tensione indipendentemente da quelle a bassa — e l'equilibratura anche del circuito degli schermi a bassa tensione rispetto alla diagonale galvanometrica agevolano l'esecuzione delle misure con un elevato grado di precisione e di sensibilità, che è funzione soltanto delle caratteristiche dello strumento rivelatore di zero.

I migliori galvanometri a risonanza (10^{9} A/div.) permettono di giungere a misurare fattori di potenza dell'ordine di 10^{4} su capacità elettriche di valore piccolo ($40 \div 80$ μμF) soltanto se la tensione di alimentazione del ponte è superiore a 1500 V.

Qualora non si possano applicare ai provini tensioni al di sopra di $200 \div 400$ V, oppure si debbano misurare angoli di perdita dell'ordine di 10^{5}, occorre aumentare la sensibilità del sistema rivelatore e fare uso di complessi amplificatori a triodi seguiti sia da un galvanometro in corrente continua e relativo raddrizzatore, sia addirittura dallo stesso galvanometro a risonanza. Quest'ultimo è infatti il concetto che hanno seguito Balsbaugh e Moon (1) per giungere a misurare angoli di perdita dell'ordine di 10^{5} a meno dell'1 % il che equivale ad una sensibilità del ponte, riferita al fattore di potenza, dell'ordine di 10^{-7}.

Considerazioni generali sulla sensibilizzazione.

La caratteristica del ponte di Schering ad alta tensione (fig. 1) di avere a terra un vertice della diagonale di alimentazione comporta la necessità di esaminare le ammettenze esistenti tra i vertici della diagonale di rivelazione e la terra.

L'uso dei normali amplificatori a tubi elettronici rimane pertanto possibile solo se risultano definite le ammettenze di dispersione introdotte dai collegamenti dell'amplificatore con il ponte stesso; ciò si può ottenere sia con una disposizione opportuna nel collegamento dell'amplificatore col ponte, sia con l'inserzione di speciali trasformatori di accoppiamento.

Un trasformatore inserito tra i vertici della diagonale di rivelazione deve risultare perfettamente schermato sia rispetto ai campi magnetici dispersi e variabili esistenti nei locali di misura, prodotti dagli impianti elettrici della rete industriale, sia rispetto ai campi elettrostatici dovuti alle differenze di potenziale esistenti ai capi dei lati del ponte. Inoltre esso deve presentare caratteristiche di isolamento e di capacità verso terra definite e costanti, in modo che le ammettenze introdotte per la sua presenza sui lati del ponte siano ben determinate; la figura 2 ne indica uno schema elettrico.

I valori di queste ammettenze non influiscono sull'esattezza e precisione delle misure al ponte unicamente quando viene usato o il metodo di sostituzione — come adottano Balsbaugh e Moon (1), Mau (2) — o la terra di Wagner, come consiglia De Fassi (3). Se ciò non risulta conveniente o possibile (per non avere a disposizione, per esempio, un conden-

(1) J. C. BALSBAUGH a. P. H. MOON: A bridge for precision power-factor measurements of small oil samples - Trans. A. I. E. E., 1933, LII, p. 528.

(2) H. J. MAU: Neue Wechselstrombrücke zür Feinmessung dielektrischer Verluste - Archiv f. Elektr., 1937, XXXI, p. 473.

(3) G. DE FASSI: Misura di perdite dielettriche a bassa tensione e a frequenza industriale - L'Elettrot., 1937, XXIV, p. 234.

satore campione tarato variabile adatto per misure sotto alte tensioni o un'induttanza variabile), ed è necessario ricorrere all'equilibrio del ponte variando il rapporto dei lati, le ammettenze verso terra di questo trasformatore di accoppiamento, per quanto misurabili, difficilmente sono valutabili con precisione, perchè possono variare nel tempo a causa della temperatura e dell'umidità dell'ambiente, ed influenzare in tal modo le misure, specie se riferite a piccolissimi angoli di perdita.

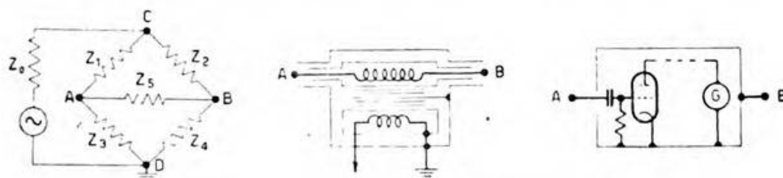


Fig. 1. — Schema del ponte di Schering.

Fig. 2. — Schema elettrico del trasformatore di accoppiamento tra il ponte di Schering e l'amplificatore rivelatore.

Fig. 3. — Inserzione di un amplificatore rivelatore a tubi elettronici direttamente ai vertici della diagonale di rivelazione del ponte di Schering.

Sono state pertanto studiate ed attuate le inserzioni di circuiti amplificatori a triodi nel ponte di Schering senza l'uso del trasformatore di accoppiamento. Così Bousmann e Ford (4) (5) ottengono una buona sensibilizzazione con un amplificatore (due pentodi ed un triodo finale), opportunamente schermato e isolato, inserito direttamente sulla diagonale galvanometrica del ponte: la griglia del pentodo di entrata è collegata con un vertice mentre lo schermo di tutto il complesso amplificatore (completo di batterie e strumenti di misura) al quale è unito il filamento del pentodo, è collegato con l'altro vertice; opportuni grandi isolatori di pirex permettono di garantire un forte isolamento, abbastanza costante, ed una capacità definita verso terra di tutto lo schermo di tale complesso, capacità che naturalmente risulta in parallelo con quella di un ramo del ponte, e della quale va tenuto conto nei calcoli dell'angolo di perdita misurato. Questo dispositivo, riprodotto schematicamente nella figura 3 e proposto per l'uso dalla « American Society for Testing Materials » (A. S. T. M.), dà ancora una causa di errori nella variazione che l'isolamento subisce con il tempo, a causa della polvere e specialmente dell'umidità che può depositarsi sugli isolatori stessi, per quanto minore (4) che con l'uso del trasformatore.

(4) H. W. Bousman: A bridge for capacitance and low power-factor measurements - G. E. R., 1932, XXXV, p. 295.

(5) W. A. Ford a. H. W. Bousman: Amplifiers for alternating-current bridges - G. E. R., 1934, XXXVII, p. 224.

Un'altra soluzione di carattere integrale consiste nel sostituire al trasformatore di accoppiamento un circuito simmetrico a triodi — il preamplificatore — nel quale l'alta impedenza di entrata e la minima capacità residua (4 μμF) dei circuiti di entrata di griglia non influiscano praticamente sulle misure stesse, e la riduzione ad un minimo numero delle grandezze elettriche in esso contenute ne garantisca la costanza. In questo modo inoltre la sensibilità al ponte di Schering risulta massima, perchè indipendente dai valori delle impedenze Z_3 e Z_4 a confronto delle quali l'impedenza Z_5 è elevatissima.

D'altra parte per rimediare all'estrema instabilità dei galvanometri a risonanza, a causa della loro grande sensibilità, sia a campi magnetici alternati dispersi sia alle vibrazioni meccaniche di macchine in moto, e rendere così le misure più pratiche e sicure, quando non occorre raggiungere il limite estremo di sensibilità, si può adattare ai ponti di misura l'uso dei galvanometri a corrente continua e a bobina mobile con relativi raddrizzatori, o usare opportuni dispositivi elettronici (oscillografi, occhi elettrici, triodi rivelatori, e così via).

Così Strobel, Breazeale, Garmann, Ferrari-Toniolo (6) indicano l'uso di amplificatori accoppiati ad un occhio elettrico del tipo RCA 6E5, arrivando ad una minima tensione rivelabile che a 50 Hz, per esempio, è stata trovata di 16 μV.

Invece Gieringer (7) usa un sistema costituito da due raddrizzatori a ponte del tipo ad ossido di rame collegati tra di loro per mezzo di un correttore di fase e disposti in modo da ottenerne il funzionamento nel tratto in cui la caratteristica dinamica ha una pendenza elevata, con un aumento notevole della sensibilità.

Infine Binns e Webb (8) utilizzano lo squilibrio di un ponte di Wheatstone alimentato a 1000 Hz in cui un ramo è costituito da un triodo, alla griglia del quale viene applicata la tensione alternata da rivelare, opportunamente amplificata (due stadi a resistenza e capacità) e raddrizzata per mezzo di un altro triodo. Tale sistema ha una buona sensibilità, indipendente dalla frequenza, giungendo ad una minima tensione rivelabile a 50 Hz di 5 μV.

Il problema della sostituzione del galvanometro a risonanza non può però considerarsi indipendente da quello della sensibilizzazione del

---

(6) C. K. STROBEL: A sensitive visual detector for alternating-current bridge measurements - R. S. I., 1935, VI, p. 319.
W. M. BREAZEALE: A vacuum tube alternating-current bridge detector - R. S. I., 1936, VII, p. 250.
R. L. GARMANN: A bridge balance indicator - R. S. I., 1937, VIII, p. 327.
A. FERRARI-TONIOLO: Amplificatore-rivelatore a indicazione luminosa per ponti - A. F., 1938, VII, p. 427.

(7) C. K. GIERINGER: A new alternating-current null indicator - R. S. I., 1936, VII, p. 414.

(8) J. E. BINNS a. H. W. WEBB: A null detector for a. c. bridge measurements - R. S. I., 1939, X, p. 89.

ponte, poichè per ottenere un sufficiente grado di sensibilità nelle misure è indispensabile in ogni caso ricorrere all'uso degli amplificatori a tubi elettronici.

Disposizione sperimentale.

Il complesso per le misure sperimentali degli angoli di perdita risulta basato sui seguenti concetti, secondo gli schemi delle figure 4 e 5.

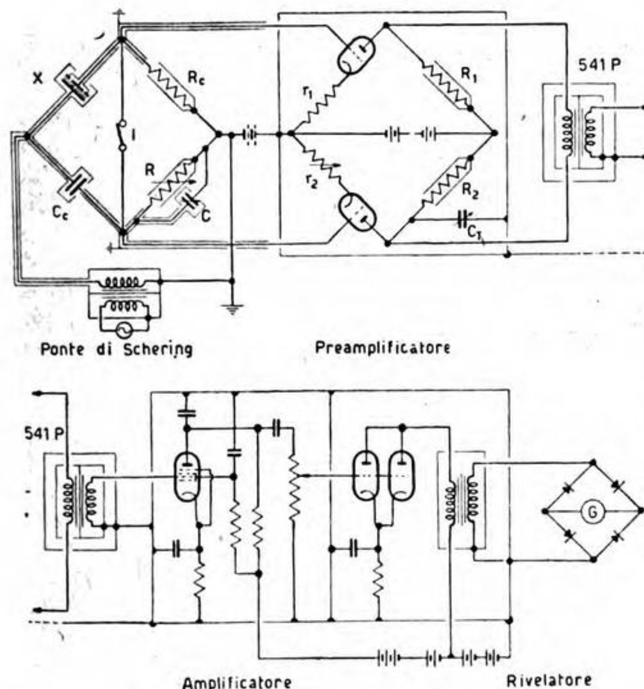


Fig. 4. — Preamplificatore a triodi e suo collegamento tra il ponte di Schering ed il trasformatore di accoppiamento con l'amplificatore rivelatore.
Fig. 5. — Schema dell'amplificatore e del rivelatore.

1) L'uso di un preamplificatore a triodi a ponte e con schema simmetrico, in modo da rendere indipendente il ponte di Schering dall'amplificatore: l'accoppiamento tra il preamplificatore e l'amplificatore avviene per mezzo di un trasformatore che risulta pure indipendente da ogni potenziale di schermatura e di dissimmetria verso terra; ogni squilibrio che il preamplificatore può comportare viene facilmente compensato prima di ogni misura.

2) L'uso di un amplificatore ad alta amplificazione effettiva a 50 Hz e con filtro passa-basso per eliminare le armoniche di ordine superiore; esso è montato in modo da non avere alcuna reazione positiva e presentare un rumore di fondo assolutamente non rivelabile.

3) L'uso di un raddrizzatore a ponte del tipo ad ossido di rame, collegato con un galvanometro a corrente continua ad alta sensibilità, ma contemporaneamente a lettura diretta, in modo da sostituire il galvanometro a risonanza.

Applicando al provino tensioni massime di 500 V, alla frequenza di 50 Hz, si sono ottenute misure di angoli di perdita dell'ordine di 10^{-5} con una incertezza massima del 5%, anche quando la capacità del provino è risultata dell'ordine di 50 μμF.

Il ponte di Schering. — Lo schema del ponte usato è rappresentato nella figura 4: l'alimentazione avviene per mezzo di un trasformatore regolabile per variare la tensione che viene fornita sia dalla rete esterna, sia, con migliori risultati, da un alternatore trifase interno, onde avere una frequenza tarata, una tensione costante per quanto possibile e, specialmente, una forma d'onda sinusoidale.

In questa prima serie di misure tutti gli schermi furono collegati a terra; per ottenere una maggiore precisione occorrerebbe scindere gli schermi dell'alta tensione, che sono posti a terra, da quelli a bassa tensione ed equilibrare il circuito di questi ultimi come in un ponte doppio (9).

Le resistenze campione variabili da 0,1 a 10 000 Ω ed i condensatori campione da 100 μμF e da 200 μμF montati in quarzo e con tan $\delta <$ $< 1 \cdot 10^{-5}$, sono tutti schermati elettrostaticamente. Il galvanometro, del tipo Leybolds, ha una sensibilità che è stata misurata, alla risonanza, direttamente al ponte per tre diversi valori delle grandezze elettriche (si veda la tabella I).

Il preamplificatore a triodi. — È disposto simmetricamente e regolato in controreazione per corrente, onde rendere l'amplificazione per quanto possibile costante e indipendente dall'ampiezza della tensione di entrata di griglia, secondo lo schema della stessa figura 4. Risulta così costituito da due triodi Fivre 6C5, due resistenze R_1 e R_2 tarate non induttive a filo di 5000 Ω, un trasformatore di accoppiamento del tipo « General Radio » 541 P e due resistenze r_1 e r_2 non induttive a filo regolabili al decimo di ohm per l'equilibrio del ponte di triodi. Un condensatore variabile C_T (dell'ordine di 150 μμF) permette di compensare l'eventuale differenza di capacità verso terra di un ramo del ponte di triodi rispetto all'altro.

(9) J. C. Balsbaugh a. P. H. Moon: loc. cit. nota (1).
W. B. Kouwenhoven a. A. Baños: A high sensitivity power-factor bridge - Trans. A. I. E. E., 1932, LI, p. 202.

Con questa equilibratura si compensano anche le eventuali variazioni nelle ammettenze verso terra dei due avvolgimenti primari del trasformatore di accoppiamento con l'amplificatore, e di altre parti del circuito, dovute a cambiamenti di isolamento e di capacità proprie.

Secondo questo schema il preamplificatore può essere regolato ed equilibrato di volta in volta, onde correggere le eventuali variazioni che si possono produrre nel funzionamento dei due triodi, in modo completamente indipendente dall'equilibrio del ponte di Schering, caratteristica che è la base per la precisione delle misure. L'equilibrio si ottiene portando per mezzo dell'interruttore I le due griglie del preamplificatore allo stesso potenziale e regolando una delle due resistenze r_1 o r_2 e la capacità C_T in modo da avere lo zero od un minimo al galvanometro rivelatore. Le variazioni necessarie per mantenere l'equilibrio durante una serie di misure sono risultate minori di 2/1000 per le resistenze r_1 e r_2, più piccole ancora per C_T anche per una durata di qualche ora, naturalmente dopo un certo periodo di assestamento (30 minuti circa). L'alimentazione del filamento e della placca del preamplificatore è effettuata con corrente continua da batterie di accumulatori adatte.

Con le due resistenze di reazione negativa r_1, r_2 del valore di 400 Ω (onde non avere una batteria per la tensione negativa di griglia inserita tra la massa del complesso preamplificatore-amplificatore ed il vertice del ponte posto a terra, che potrebbe portare inconvenienti a causa della propria resistenza interna), l'amplificazione effettiva a 50 Hz risulta di 0,98 (rapporto tra la tensione al secondario del trasformatore di uscita e quella di entrata applicata ad una sola griglia).

Il trasformatore di accoppiamento tra il preamplificatore e l'amplificatore, ha dovuto essere fortemente schermato (per esempio con uno schermo di ferro di un centimetro di spessore), risultando influenzato facilmente dai campi elettromagnetici dispersi e da induzioni esterne.

I triodi posti nei due lati del ponte del preamplificatore possono portare ad un errore nell'apprezzamento dello zero a causa della non linearità e della diseguaglianza delle loro caratteristiche dinamiche. A tal fine furono eseguite alcune misure sul grado d'indipendenza dell'ampiezza della tensione di entrata alle griglie dei triodi rispetto all'equilibrio del ponte di Schering, secondo il valore delle resistenze di controreazione r_1, r_2.

Nella figura 6 sono tracciate le curve di sensibilità totale del sistema preamplificatore-amplificatore-rivelatore, cioè le curve delle deviazioni al galvanometro rivelatore in funzione della tensione alternata esistente ai capi della diagonale di rivelazione del ponte di Schering, quando vi sussista uno squilibrio; per quattro diversi valori delle resistenze di controreazione r_1 e r_2.

Regolati quindi, per un piccolo valore della tensione applicata, il ponte di Schering e il preamplificatore in modo da ottenere le condizioni di massimo equilibrio, si nota che al crescere dell'ampiezza della tensione alternata applicata alle griglie del preamplificatore, lo zero al



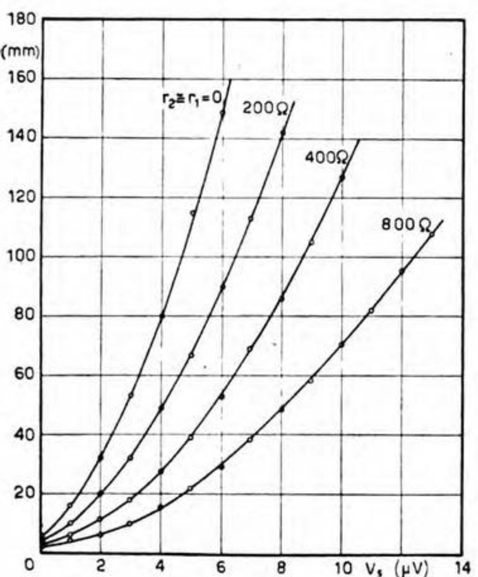


Fig. 6. — Curve di sensibilità totale del sistema preamplificatore - amplificatore-rivelatore: deviazioni in millimetri al galvanometro in funzione della tensione alternata di squilibrio V_s ai vertici della diagonale di rivelazione del ponte di Schering.

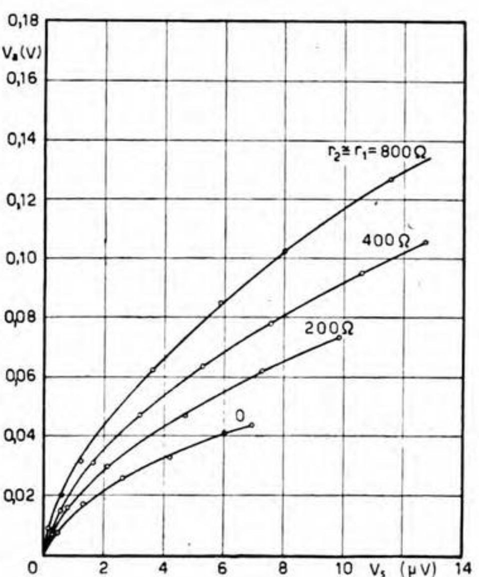


Fig. 7. — Dissimmetria del preamplificatore: relazione tra la tensione alternata V_a applicata alle griglie del preamplificatore e l'equivalente tensione alternata di squilibrio V_s ai vertici della diagonale di rivelazione del ponte di Schering.

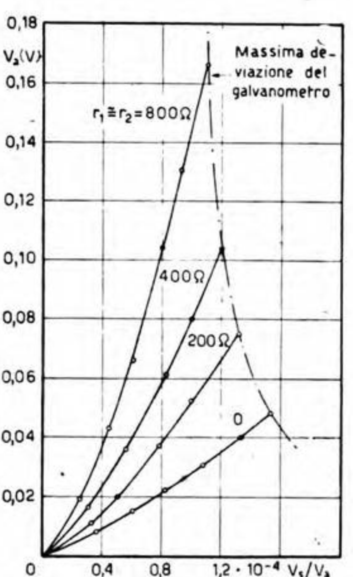


Fig. 8. — Percentuale di dissimmetria del preamplificatore: tensione alternata V_a applicata alle griglie del preamplificatore, in funzione del rapporto V_s/V_a.

galvanometro rivelatore non sussiste più, ma si modifica in una deviazione minima: le curve della figura 7 riportano i valori corrispondenti a tali deviazioni minime del galvanometro rivelatore, in funzione dell'ampiezza della tensione alternata applicata alle griglie del preamplificatore.

Dalle curve si deducono, sempre nelle condizioni di massimo equilibrio del ponte e del preamplificatore, i rapporti percentuali tra la tensione corrispondente alla minima deviazione del galvanometro rivelatore e la tensione di entrata alle griglie, in funzione dell'ampiezza di tale tensione; ciò per i quattro diversi valori delle resistenze di controreazione (fig. 8).

Questi rapporti percentuali, che equivalgono a un non raggiungimento delle condizioni di zero al ponte di Schering a causa della dissimmetria che comporta il preamplificatore, risultano di valore assai piccolo (0,5/10 000) e assai minore dell'incertezza che si riscontra nelle misure effettuate sugli angoli di perdita. D'altra parte nella maggioranza dei casi, date le basse tensioni applicate al provino, la massima tensione alternata applicata alle griglie del preamplificatore è dell'ordine di 0,01 V.

L'amplificazione effettiva a 50 Hz del preamplificatore (rapporto tra la tensione di uscita al secondario del trasformatore 541 P e la tensione di entrata applicata alla griglia di un solo triodo) per quattro valori delle resistenze di controreazione r_1, r_2 (0, 200, 400, 800 Ω) è risultata rispettivamente di 1,84, 1,32, 0,98, 0,7.

L'amplificatore e il rivelatore. — L'amplificatore è stato attuato secondo il concetto di ottenere la massima amplificazione con il minimo numero di stadi, essendo questi i veri generatori di disturbi facilmente rivelabili al galvanometro di zero.

Esso consiste in due stadi: il primo, a resistenza-capacità con il pentodo FIVRE 6J7, ha dato a 50 Hz una amplificazione effettiva di 290; il secondo, con 4 triodi FIVRE 6Q7 in parallelo ed un trasformatore di uscita Ferranti tipo A. F. 3, di rapporto 1/2,25, un'amplificazione effettiva a 50 Hz di 25,1 [10]. L'amplificazione complessiva a 50 Hz, misurata direttamente con lo stesso galvanometro rivelatore quale è stato usato nelle misure, è risultata quindi di 7300.

L'alimentazione totale è in corrente continua sia ai filamenti sia alle placche: il rumore di fondo di tale amplificatore corrisponde ad una deviazione permanente al galvanometro di zero di mezza divisione. Lo schema elettrico è riportato in figura 5.

Come rivelatore si è usato il galvanometro Lange del tipo Multiflex MG2 a lettura diretta, che all'alta sensibilità unisce un'ottima stabilità. Il raddrizzatore più adatto a tale galvanometro si è dimostrato il tipo Westinghouse ad ossido di rame a ponte da 200 μA, anche rispetto

(10) I quattro triodi 6Q7, anche in parallelo, presentano un rumore di fondo molto inferiore a qualsiasi pentodo comune pure schermato.

TABELLA I. — *Sensibilità di rivelatori di vario tipo.*

TIPO DI RIVELATORE	V/div.
Galvanometro Weston tipo 440 ($0,25 \cdot 10^{-4}$ A/div.) e raddrizzatore Westinghouse 200 μA	$4 \cdot 10^{-2}$
Galvanometro MG2 ($3,3 \cdot 10^{-9}$ A/div.) e raddrizzatore Lange 1 mA	$1,2 \cdot 10^{-2}$
Galvanometro MG2 e raddrizzatore Westinghouse 200 μA . . .	$5 \cdot 10^{-3}$
Occhio elettrico con amplificatore (11)	$2 \cdot 10^{-4}$
Galvanometro a risonanza Leybolds inserito nel ponte di Schering con $Z_1 = Z_2 = 100$ μμF (fig. 1) e con:	
$Z_3 = Z_4 = 5000$ Ω	$6 \cdot 10^{-5}$
$Z_3 = Z_4 = 1000$ Ω	$9 \cdot 10^{-6}$
$Z_3 = Z_4 = 0$	$3,5 \cdot 10^{-6}$
Preamplificatore ($k = 0,98$) e amplificatore ($k = 7300$) con galvanometro MG2 e raddrizzatore Westinghouse 200 μA . .	$7 \cdot 10^{-7}$
Preamplificatore ($k = 1,84$) e amplificatore ($k = 7300$) con galvanometro MG2 e raddrizzatore Westinghouse 200 μA . .	$4 \cdot 10^{-7}$

a quello costruito dalla stessa ditta. I dati della tabella I dànno le sensibilità dei vari tipi di rivelatori secondo misure sperimentali effettuate direttamente.

Disturbi elettromagnetici. — I campi elettromagnetici dispersi dovuti agli impianti esterni ed interni della rete di distribuzione e di alimentazione dell'energia elettrica producono disturbi durante le misure, che sono facilmente rivelabili dal complesso, a causa della sua grande sensibilità (circa 1 mm/μV).

Si è riscontrato infatti che anche un solo circuito percorso da corrente nel locale stesso delle esperienze, quale può essere ad esempio quello di una lampada accesa applicata al soffitto, produce una deviazione variabile al galvanometro di rivelazione. Analogamente le macchine in moto lontane e i trasformatori sotto carico influiscono direttamente sull'equilibrio del ponte di Schering, al punto che l'inserzione, per esempio, di alcune migliaia di ohm in un lato del ponte, senza tensione applicata al ponte stesso, produce una deviazione al galvanometro rivelatore, variabile di momento in momento e di ora in ora.

Dalle misure effettuate risulta che la parte del complesso che risente direttamente di tali influenze è unicamente il ponte, poichè collegando in corto circuito e a terra le due griglie del preamplificatore le deviazioni

(11) A. FERRARI-TONIOLO: loc. cit. nota (6).

del galvanometro dovute ai disturbi (le quali possono arrivare anche a 100 mm) si riducono a soli 2 mm, rimanendo costanti e tali da non disturbare le misure degli angoli di perdita.

L'inconveniente si supera unicamente con un'adatta schermatura magnetica del ponte stesso, oppure coll'eseguire le misure in assenza di energia elettrica sulla rete, dando tensione al ponte per mezzo di un gruppo alternatore-motore a corrente continua alimentato da una batteria di accumulatori. D'altra parte l'uso di un alternatore che garantisca una forma d'onda pura e priva di armoniche, e contemporaneamente la costanza della tensione e della frequenza durante le misure, risulta di grande importanza e praticità. In tal modo qualora l'alternatore producesse una frequenza di 42 Hz, per esempio, con un filtro passa-basso regolato su 47 Hz si potrebbero abolire le induzioni dovute alla frequenza di 50 Hz della rete di distribuzione.

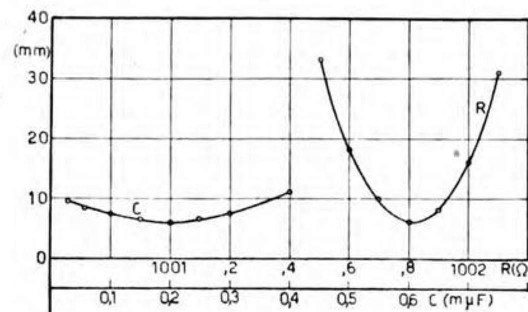
Questi accorgimenti, uniti alla necessità dell'uso del ponte di Schering con la doppia schermatura dei circuiti ad alta tensione rispetto a quelli a bassa tensione, e con la doppia equilibratura del circuito degli schermi a bassa tensione rispetto alla diagonale di rivelazione, sono indispensabili quando si desidera aumentare la sensibilità totale del complesso, sostituendo ulteriormente il rivelatore costituito dal raddrizzatore e dal relativo galvanometro a corrente continua con il galvanometro a risonanza, per ottenere la sensibilità necessaria nelle misure di angoli di perdita dell'ordine di $1 \cdot 10^{-5}$, con una precisione superiore all'1 %.

Misure degli angoli di perdita dei dielettrici.

Per verificare sperimentalmente la precisione del ponte e del relativo complesso preamplificatore, furono eseguite alcune misure su provini artificiali costituiti da una capacità C_s quasi pura (condensatore in aria isolato su quarzo, con $\tan \delta < 1 \cdot 10^{-5}$) in serie con una resistenza R_s variabile non induttiva e non capacitiva, poste entrambe in un lato nel ponte di Schering opposto a quello contenente la resistenza R con una capacità C variabile in parallelo (fig. 4): com'è noto il valore del fattore di potenza, per piccole perdite nel provino artificiale, vale:

$$\cos \varphi \simeq \tan \delta = \omega R_s C_s = \omega R C.$$

Per una maggiore precisione di queste misure fu eseguita la curva di azzeramento, sia della C, sia della R, in modo di avere per interpolazione il valore del minimo. Nel diagramma della figura 9 sono tracciate per il valore di $C_s = 199{,}7\ \mu\mu F$ e per il valore di $R_s = 975\ \Omega$ le curve sperimentali dei minimi di R (a C costante) e di C (a R costante) e della $\tan \delta$ calcolata dal prodotto di R e di C. Nella tabella II sono riportati i valori sperimentali.



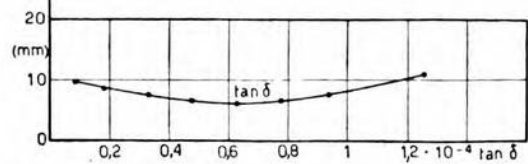


Fig. 9. — Curve per la determinazione dell'angolo di perdita di un provino artificiale: deviazioni al galvanometro in funzione della resistenza R e della capacità C campioni e corrispondente angolo di perdita.

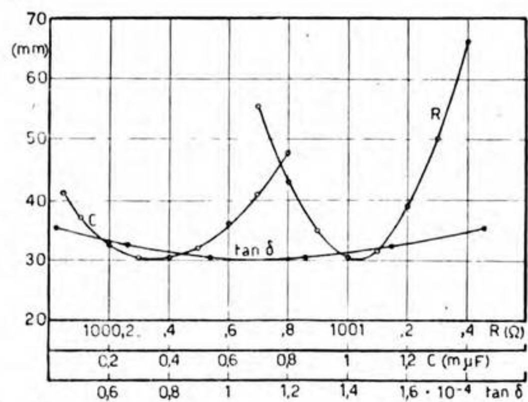


Fig. 10. — Curve per la determinazione dell'angolo di perdita di un condensatore variabile in aria.

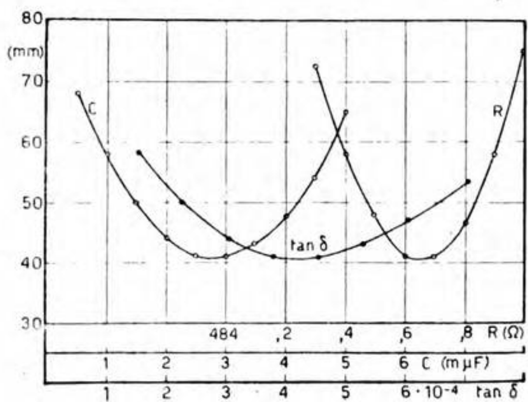


Fig. 11. — Curve per la determinazione dell'angolo di perdita di una lastra di steatite.

Furono quindi eseguite misure di perdita in un condensatore ad aria (100 μμF): dai dati di catalogo risulta che, a 1 MHz, tan $\delta = 0,5 \cdot 10^{-4}$. Dalle curve ottenute (fig. 10) risulta, a 50 Hz, tan $\delta = 1,1 \cdot 10^{-4}$.

TABELLA II. — *Confronto tra i valori di tan δ calcolati e trovati sperimentalmente, per provini artificiali.*

R_s (Ω)	C_s (μμF)	tan δ (calcolata)	R (min) (Ω)	C (min) (μμF)	tan δ: Valore misurato (min)	tan δ: Incertezza	tan δ: Errore
756	199,7	$4,7 \cdot 10^{-5}$	1001,82	125	$4,2 \cdot 10^{-5}$	$\pm 0,5 \cdot 10^{-5}$	8 %
975	199,7	$6,2 \cdot 10^{-5}$	1001,80	200	$6,4 \cdot 10^{-5}$	$\pm 0,5 \cdot 10^{-5}$	3 %
1540	199,7	$9,6 \cdot 10^{-5}$	1001,91	290	$9,4 \cdot 10^{-5}$	$\pm 0,5 \cdot 10^{-5}$	2 %
2960	199,7	$2,0 \cdot 10^{-4}$	1002,00	720	$2,1 \cdot 10^{-4}$	$\pm 0,5 \cdot 10^{-5}$	5 %

TABELLA III. — *Misure di tan δ su un condensatore ad aria e su una lastra di steatite.*

	Tensione applicata al provino (V)	Capacità del provino (μμF)	R (min) (Ω)	C (min) (μμF)	tan δ: Valore misurato (min)	tan δ: Incertezza	tan δ: Errore
Condensatore	500	100	1001,04	350	$1,1 \cdot 10^{-4}$	$\pm 0,5 \cdot 10^{-5}$	5 %
Steatite . .	500	48,4	484,65	2750	$4,2 \cdot 10^{-4}$	$\pm 0,2 \cdot 10^{-5}$	5 %

Analogamente la misura di angoli di perdita di una lastra di steatite di spessore 5 mm ha dato dalle curve riportate nel diagramma di figura 11 un valore tan $\delta = 4,2 \cdot 10^{-4}$.

Nella tabella III sono riportati i valori sperimentali.

Ringrazio vivamente il prof. Chiodi che mi fu largo di consigli e di aiuti durante tutto il complesso delle ricerche.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

IL CIRCUITO EQUIVALENTE DI UN VIBRATORE SFERICO

GINO SACERDOTE

Si ricerca l'espressione analitica dell'impedenza acustica specifica di un vibratore sferico di ordine n, e se ne stabilisce lo schema elettrico equivalente.

1. - Nello studio di numerose questioni di elettroacustica si ricorre alla considerazione di circuiti elettrici equivalenti; non sempre però, come nel caso della membrana vibrante, si può trovare l'esistenza del circuito equivalente. Si vuole esaminare qui un caso assai interessante: quello del vibratore sferico di ordine n, le cui proprietà possono essere rilevate attraverso l'analogia di un determinato circuito a costanti concentrate.

L'equazione generale del potenziale di velocità Ψ in coordinate sferiche (r, θ, φ), in regime sinoidale, è:

$$[1] \quad r^2 \frac{\partial^2 \Psi}{\partial r^2} + 2r \frac{\partial \Psi}{\partial r} + \frac{1}{\operatorname{sen}\theta} \frac{\partial}{\partial \theta}\left(\operatorname{sen}\theta \frac{\partial \Psi}{\partial \theta}\right) + \frac{1}{\operatorname{sen}^2\theta} \frac{\partial^2 \Psi}{\partial \varphi^2} + \frac{\omega^2}{c^2} r^2 \Psi = 0\,,$$

essendo c la velocità di propagazione.

La Ψ può venire espressa come somma di prodotti di funzioni $R_n(r)$ della sola r, e $\Phi_n(\theta, \varphi)$ di θ e φ ricorrendo al metodo di separazione delle variabili, ben noto dall'analisi. L'equazione differenziale ordinaria, che dà la funzione $R_n(r)$ della sola r, risulta così:

$$[2] \quad r^2 \frac{d^2 R_n}{d r^2} + 2r \frac{d R_n}{d r} + \left(\frac{\omega^2 r^2}{c^2} - n(n+1)\right) R_n = 0\,,$$

e può anche esprimersi sotto la forma:

$$[3] \quad \frac{d^2 (r R_n)}{d\left(\frac{\omega r}{c}\right)^2} - \frac{n(n+1)}{\left(\frac{\omega r}{c}\right)^2}(R_n r) + (R_n r) = 0\,;$$

n è un numero intero e la soluzione per un dato n dà le proprietà di un certo modo di vibrazione della sfera, alla quale si attribuisce il nome di « vibratore sferico di ordine n ».

Per la soluzione dell'equazione differenziale [3] conviene esprimere la $R_n(r)$ in una forma particolare, scrivendo:

$$r\, R_n(r) = {}_nA\left(\frac{j\,\omega\, r}{c}\right) e^{-j\,\omega\, r/c},$$

con:

[4] $$ {}_nA\left(j\,\frac{\omega\, r}{c}\right) = {}_nA_1\left(j\,\frac{\omega\, r}{c}\right)^{-1} + {}_nA_2\left(j\,\frac{\omega\, r}{c}\right)^{-2} + \ldots + {}_nA_n\left(j\,\frac{\omega\, r}{c}\right)^{-n},$$

ove:

[5] $$ {}_nA_h = \frac{(n+h)!}{(n-h)!\,h!\,2^h};$$

l'espressione della soluzione generale della [3] risulta così:

[6] $$R_n\left(j\,\frac{\omega\, r}{c}\right) = \frac{1}{r}\left[\sum_{h=1}^{h=n} \frac{(n+h)!}{(n-h)!\,h!\,2^h}\left(j\,\frac{\omega\, r}{c}\right)^{-h}\right] e^{-j\,\omega\, r/c},$$

considerando le sole vibrazioni che si propagano dall'esterno della sfera fino all'infinito.

2. - L'integrale generale dell'equazione differenziale della Ψ [1] sarà dato da una sommatoria:

[7] $$\Psi = \sum_n a_n\, R_n(r)\, \Phi_n(\theta, \varphi) = \sum a_n\, \Psi_n\,.$$

Si consideri un vibratore di ordine n: la velocità alla superficie dalla sfera è $\left(\frac{\partial\, \Psi_n}{\partial\, r}\right)_R$, la pressione alla superficie $-j\,\omega\,\rho\,\Psi_n$, dove ρ è la densità del mezzo, e l'impedenza acustica specifica z alla superficie viene espressa da $-j\,\omega\,\rho\,\Psi_n/\left(\frac{\partial\, \Psi_n}{\partial\, r}\right)_R$, indicando con R il raggio della sfera.

Nel caso del vibratore sferico di ordine n, posto $\lambda = j\,\frac{\omega\, R}{c}$, si ha:

$$\Psi_n = \frac{{}_nA(\lambda)\, e^{-\lambda}}{r}\, \Phi_n(\theta, \varphi),$$

$$\frac{\partial \Psi_n}{\partial r} = \frac{\left(-\lambda\, {}_nA\,(\lambda) + \lambda \dfrac{d\, {}_nA}{d\lambda} - {}_nA\,(\lambda)\right) e^{-\lambda}}{r^2}\, \Phi_n\,(0, \varphi),$$

quindi l'impedenza acustica specifica è:

[8]
$$z_n = \rho\, c \frac{\lambda\, {}_nA\,(\lambda)}{(1+\lambda)\, {}_nA\,(\lambda) - \lambda \dfrac{d\, {}_nA\,(\lambda)}{d\lambda}}.$$

Si ha dalla [4]:

$$ {}_nA\,(\lambda) = \sum_0^n \frac{{}_nA_h}{\lambda^h}, \qquad \frac{d\, {}_nA\,(\lambda)}{d\lambda} = -\sum_1^n \frac{h\, {}_nA_h}{\lambda^{h+1}},$$

quindi, sostituendo nella [8], si ottiene:

$$z_n = \rho\, c \frac{\displaystyle\sum_1^n \frac{{}_nA_h}{\lambda^{h-1}}}{\displaystyle\sum_1^n \frac{(1+h)\, {}_nA_h}{\lambda^h} + \sum_1^n \frac{{}_nA_h}{\lambda^{h-1}} + A_0\,(1+\lambda)} =$$

$$= \rho\, c \frac{\displaystyle\sum_0^n {}_nA_h\, \lambda^{n+1-h}}{\displaystyle\sum_1^n (1+h)\, {}_nA_h\, \lambda^{n+h} + \sum_1^n {}_nA_h\, \lambda^{n-h+1} + {}_nA_0\, \lambda^n\,(1+\lambda)}.$$

Siccome ${}_nA_0 = 1$, si ha:

$$z_n = \rho\, c \frac{\lambda^{n+1} + {}_nA_1\, \lambda^n + \ldots + {}_nA_n\, \lambda}{\lambda^{n+1} + ({}_nA_1 + 1)\, \lambda^n + (2\, {}_nA_1 + {}_nA_2)\, \lambda^{n-1} + \ldots + (1+n)\, {}_nA_n};$$

convenendo che ${}_nA_{n+1} = 0$, si ottiene in definitiva:

[9]
$$z_n = \rho\, c \frac{\displaystyle\sum_0^n {}_nA_h\, \lambda^{n+1-h}}{\displaystyle\sum_0^{n+1} (h\, {}_nA_{h-1} + {}_nA_h)\, \lambda^{n+1-h}},$$

dove ${}_nA_h$ è espresso dalla [5].

Per i primi ordini di vibrazione:

$$z_0 = \rho\, c \frac{\lambda}{\lambda + 1}, \qquad z_1 = \rho\, c \frac{\lambda^2 + \lambda}{\lambda^2 + 2\lambda + 2},$$

$$z_2 = \rho\, c \frac{\lambda^3 + 3\lambda^2 + 3\lambda}{\lambda^3 + 4\lambda^2 + 9\lambda + 9}, \qquad z_3 = \rho\, c \frac{\lambda^4 + 6\lambda^3 + 15\lambda^2 + 15\lambda}{\lambda^4 + 7\lambda^3 + 27\lambda^2 + 60\lambda + 60}.$$

3. - Si indica per brevità la z_n con la notazione:

$$z_n = \rho\, c \cdot \frac{N_n}{D_n} \; ;$$

una particolare proprietà dei polinomi N_n è la seguente:

[10] $$N_n - (2\,n - 1)\, N_{n-1} = \lambda^2\, N_{n-2} \,.$$

Infatti:

$$N_n - (2\,n - 1)\, N_{n-1} = \sum_0^n \left|\, {}_nA_h - (2\,n - 1)\; {}_{n-1}A_{h-1} \right| \lambda^{n-h+1}$$

$${}_nA_h - (2\,n - 1)\; {}_{n-1}A_{h-1} =$$

$$= \frac{(n+h)!}{h!\,(n-h)!\,2^h} - (2\,n-1)\,\frac{(n+h-2)!}{(h-1)!\,(n-h)!\,2^{h-1}} =$$

$$= \frac{(n+h-2)!}{(n-h-2)!\,h!\,2^h} = {}_{n-2}A_h$$

$$N_n - (2\,n-1)\,N_{n-1} = \sum_0^n {}_{n-2}A_h\, \lambda^{n-h+1} \,.$$

I due termini che corrispondono a ${}_{n-2}A_n$ e ${}_{n-2}A_{n-1}$ sono nulli; infatti:

$$\frac{(2\,n)!}{n!\,2^n} - \frac{(2\,n-1)\,(2\,n-2)!}{(n-1)!\,2^{n-1}} = \frac{(2\,n)!}{n!\,2^n} - \frac{(2\,n-1)!\,2}{(n-1)!\,2^n} =$$

$$= \frac{(2\,n-1)!}{2^n\,(n-1)!} \left|\, \frac{2\,n}{n} - 2 \,\right| = 0$$

$$\frac{(2\,n-1)!}{(n-1)!\,2^{n-1}} - \frac{(2\,n-1)\,(2\,n-3)!}{(n-2)!\,2^{n-2}} =$$

$$= \frac{(2\,n-3)!}{(n-1)!\,2^n} \left[\, (2\,n-2) - 2\,(n-1) \,\right| = 0;$$

quindi:

$$N_n - (2\,n-1)\,N_{n-1} = \lambda^2 \sum_0^{n-2} {}_{n-2}A_h\, \lambda^{(n-2)+1-h} = \lambda^2\, N_{n-2} \,.$$

4. - Dall'esame diretto delle espressioni della z_n per i primi ordini di vibrazione si può arguire una legge generale di ricorrenza, la quale dà la struttura equivalente dell'impedenza acustica per un vibratore sferico di ordine n. La z_n risulta formata dall'inserzione in parallelo

di un'induttanza $\rho R/(n+1)$ e di un'impedenza z'_n, della quale si ricerca l'espressione analitica ponendo:

$$\frac{1}{z_n} = \frac{n+1}{j\omega\rho R} + \frac{1}{z'_n}, \qquad \frac{1}{z'_n} = \frac{1}{z_n} - \frac{n+1}{\rho c \lambda};$$

si ha così:

$$\frac{1}{z'_n} = \frac{1}{\rho c \lambda} \frac{\sum_{0}^{n+1} \left| (h-n-1)\, {}_nA_{h-1} + {}_nA_h \right| \lambda^{n+1-h}}{\sum_{0}^{n} {}_nA_h \lambda^{n-h}},$$

con la convenzione che le ${}_nA$ di indice inferiore a zero e superiore ad n sono nulle.

I termini $n+1$ ed n del numeratore sono nulli; infatti si ha:

$${}_nA_n = {}_nA_{n-1}$$

$${}_nA_{n-1} = \frac{(2n-1)!}{(n-1)!\, 2^{n-1}} = \frac{2n\,(2n-1)!}{2n\,(n-1)!\, 2^{n-1}} = \frac{(2n)!}{n!\, 2^n} = {}_nA_n$$

e quindi l'espressione di z'_n è:

$$z'_n = \rho c \frac{\sum_{0}^{n} {}_nA_h \lambda^{n-h}}{\sum_{0}^{n-1} \left| (h-n-1)\, {}_nA_{h-1} + {}_nA_h \right| \lambda^{n-h}}.$$

Si constata facilmente che $(h-n-1)\; {}_nA_{h-1} + {}_nA_h = {}_{n-1}A_h$, quindi:

$$z'_n = \rho c \frac{\sum_{0}^{n} {}_nA_h \lambda^{n-h}}{\sum_{0}^{n-1} {}_{n-1}A_h \lambda^{n-h}} = \rho c \frac{N_n(\lambda)}{\lambda\, N_{n-1}(\lambda)}.$$

L'impedenza z'_n a sua volta è formata dall'inserzione in serie di un condensatore di capacità $R/[(2n-1)\rho c^2]$ e di un'impedenza z''_n:

$$z'_n = \rho c \frac{2n-1}{\lambda} + z''_n$$

$$z''_n = \rho c \frac{N_n}{\lambda N_{n-1}} - \rho c \frac{2n-1}{\lambda} = \frac{\rho c}{\lambda} \left| \frac{N_n}{N_{n-1}} - (2n-1) \right|;$$

ricordando che $N_n - (2n-1)\, N_{n-1} = \lambda^2 N_{n-2}$, si ha:

$$z''_n = \rho c \lambda \frac{N_{n-2}}{N_{n-1}}.$$

Infine la z''_n è eguale ad una terza impedenza z'''_n, inserita in parallelo ad un'induttanza $\rho\, R/(2\, n - 3)$; si ha infatti:

$$\frac{1}{z''_n} = \frac{2\, n - 3}{j\, \omega\, \rho\, R} + \frac{1}{z'''_n} = \frac{2\, n - 3}{\rho\, c\, \lambda} + \frac{1}{z'''_n},$$

$$\frac{1}{z'''_n} = \frac{N_{n-1}}{\rho\, c\, \lambda\, N_{n-2}} - \frac{2\, n - 3}{\rho\, c\, \lambda},$$

da cui:

$$z'''_n = \rho\, c\, \lambda \frac{N_{n-2}}{N_{n-1} - (2\, n - 3)\, N_{n-2}} = \rho\, c\, \lambda \frac{N_{n-2}}{\lambda^2\, N_{n-3}} =$$

$$= \rho\, c \frac{N_{n-2}}{\lambda\, N_{n-3}} = z'_{n-2}\,.$$

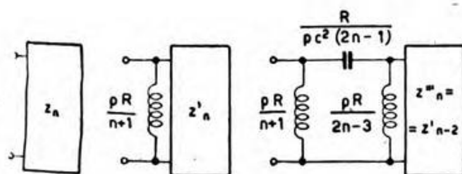


Fig. 1. — Legge di ricorrenza delle impedenze equivalenti di un vibratore sferico.

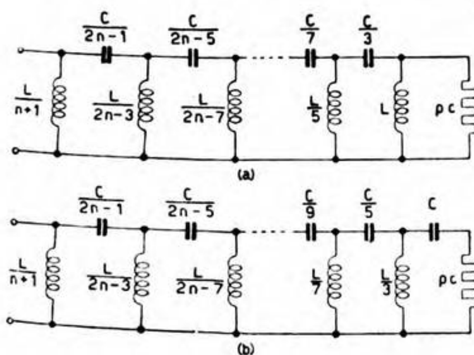


Fig. 2. — Schema del circuito equivalente di un vibratore sferico di ordine n: a) per n dispari; b) per n pari; $L = \rho\, R$, $C = R/(\rho\, c^2)$, $\rho\, c = \sqrt{L/C}$.

Si constata che la z'''_n è eguale alla z'_{n-2}, da cui una relazione ricorrente, che permette di stabilire con facilità lo schema dell'impedenza equivalente per un vibratore di qualsiasi ordine.

Nella figura 1 viene schematizzata questa legge di ricorrenza: per $n = 0$ la z'_0 è la resistenza $\rho\, c$; per $n = 1$ la z'_1 è la resistenza $\rho\, c$ in serie con la capacità $R/(\rho\, c^2)$; nella figura 2 viene segnato il circuito equivalente per un vibratore sferico di ordine n, nei due casi in cui n è pari o dispari.

RECENSIONI

APPLICAZIONI VARIE.

U. Tiberio — **I radiotachimetri.** (Ricerca Scientifica, dicembre 1945, XV, 6, pag. 515-526, con 7 fig.).

Fra i dispositivi di radiotelemetria (1) presentano particolare carattere di novità quelli in cui la separazione del debole segnale di eco dalla forte onda diretta è ottenuta utilizzando la variazione di frequenza che, nell'onda rinviata dall'ostacolo, si verifica per effetto Doppler, qualora la distanza vada variando.

Lo schema di principio può ridursi a quello indicato nella figura 1. Se v è la velocità relativa del mobile rispetto all'apparato, la differenza di frequenza fra l'onda incidente e l'onda di eco è, nel caso in figura:

$$\Delta f = -2 \frac{v \cos \varphi}{\lambda} .$$

Mediante la determinazione di Δf (per battimento fra onda diretta ed onda riflessa) il dispositivo permette di conseguire, oltre lo scopo principale, che è la rivelazione dell'ostacolo, anche la misura di $v \cos \varphi$.

All'attuazione del dispositivo si oppongono notevoli difficoltà. In primo luogo, per effetto delle fluttuazioni di frequenza proprie degli oscillatori per onde ultracorte, può accadere che, mentre l'onda compie il percorso dal trasmettitore al bersaglio e viceversa, il generatore subisca una variazione di frequenza di gran lunga maggiore del Δf che si vuol misurare. Ciò richiederebbe l'uso di dispositivi stabilizzatori, proibitivamente complicati e delicati per le onde metriche o decimetriche. Altre difficoltà sono create, sia dall'enorme sproporzione di intensità fra onda diretta e onda riflessa e quindi dagli artifici necessari ad evitare il « soffocamento » del ricevitore, sia, nel caso di un apparecchio sistemato su nave o su aeroplano, dal sovrapporsi di battimenti Doppler prodotti anche da ostacoli fissi (il che può altresì accadere nel caso di apparecchio fisso, quando si sommino gli echi di vari bersagli mobili).

---

(1) U. Tiberio: Introduzione alla radiotelemetria (Radar) - Rivista Marittima, Roma, 1946; recensito in A. F., 1946, XV, p. 62 (nel presente fascicolo).

Per attenuare gli effetti delle accennate difficoltà, sono state ideate alcune applicazioni particolari con scopi ben delimitati. Una di queste dovrebbe permettere ad un aereo, munito di adatto ricevitore, di misurare le componenti della propria velocità rispetto a due o più stazioni fisse che emettono appositamente frequenze stabilizzate, differenti fra loro per un Δf rigorosamente costante. Inoltre, nel caso di impianti fissi,

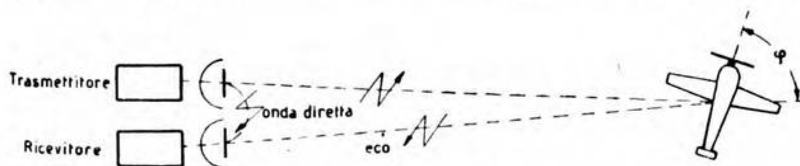


Fig. 1. — Principio di funzionamento del radiotachimetro.

si è pensato, per l'avvistamento lontano, a distanziare sensibilmente fra loro il trasmettitore ed il ricevitore e, nel caso del tiro antiaereo, ad usare onde centimetriche con proiettori grandi e ben curati; e ciò allo scopo, in ambedue i casi, di attenuare il « soffocamento » della ricezione. Infine, per il tiro navale, si è ideata una combinazione del tachimetro col radiotelemetro ordinario ad impulsi, con l'aggiunta di un pilota stabilizzatore a quarzo e di altri non semplici dispositivi ausiliari.

Non risulta che apparecchi del genere siano stati finora attuati ed usati in effettivo servizio. Anche un tipo di « sbarramento », basato bensì su l'effetto Doppler, ma avente per iscopo la semplice segnalazione del passaggio di un aereo in prossimità della congiungente di due apposite stazioni fisse, sembra sia stato adoperato all'inizio della guerra in qualche paese straniero, ma poi abbandonato. *Di.*

J. F. Byrnes — **Il radiotelemetro per la marina da commercio.** (R. C. A. Rev., marzo 1946, VII, 1, pag. 54-66, con 6 fig.).

Il radiotelemetro (*radar*) ha avuto larghe ed importanti applicazioni belliche; fra le applicazioni di pace una delle più notevoli sarà quella relativa alla navigazione marittima. Questa può essere definita come l'arte di condurre una nave da un punto all'altro della superficie del globo e di determinare la sua posizione, con sufficiente esattezza, in qualunque momento. Il pilotare in prossimità di coste, attraverso canali ed entro porti richiede il riconoscimento di fari, di boe e di altri punti e oggetti di riferimento « visibili ». Quando la visibilità è ridotta, l'opera diventa difficile e pericolosa ed anche al largo sussiste il rischio di collisione con altri scafi. È in tali circostanze che il radiotelemetro fornisce un aiuto prezioso.

Un « radar » moderno, adoperato convenientemente, assicura al navigante la segnalazione (distanza e rilevamento) dei vari oggetti alle di-

stanze medie, indicate di seguito ed espresse in miglia marine (1852 m):

linea di costa elevata (100 m o più)	20÷50
linea di costa bassa (10 m o più)	5÷10
nave mercantile media (lunga 130 m)	7÷10
scafo peschereccio (lungo 13 m)	2÷5
boa metallica di media grandezza	1÷5.

Poichè il funzionamento del dispositivo è governato più o meno da considerazioni affini a quelle della visibilità, si può dire ad esempio che il mare molto mosso rende più difficile così il « vedere » una boa, come il rilevarne la presenza mediante la radio.

Soltanto una larga messe di risultati sperimentali permetterà di normalizzare razionalmente i dati dei radiotelemetri nautici. Gli elementi che qui si riferiscono vogliono essere soltanto punti di partenza. Per il tipo più accurato è previsto l'uso della gamma sui 3 cm, e precisamente delle frequenze fra 9320 e 9430 MHz, con una potenza di picco di 15 kW ricavata da una cavità risonante con oscillatore a magnetron, con una durata d'impulso di 0,5 μs e con una frequenza d'impulsi pari, ad esempio, a 800 Hz. Con i valori indicati la potenza media risulterebbe evidentemente $15\,000 \times 0{,}5 \cdot 10^{-6} \times 800 = 6$ W. S'intende che tali valori sono frutto di compromesso: ad esempio una durata di impulso molto breve è conveniente per apprezzare con precisione la distanza e misurarla anche rispetto ad oggetti vicini, ma per oggetti lontani può essere conveniente usare una durata maggiore per mettere in giuoco complessivamente maggiore energia e per ridurre la banda di disturbo raccolta dal ricevitore. Mentre si allunga la durata dei singoli impulsi, si può anche ridurre la loro frequenza, così da mantenere costante la potenza media.

Il ricevitore aziona un tubo oscillografico sul cui schermo il navigante ha in certo modo l'immagine dell'orizzonte visibile intorno alla nave. Le distanze degli ostacoli che appaiono sullo schermo sono da misurarsi radialmente rispetto al centro di esso, secondo scale che possono essere mutate mediante opportuna regolazione: si può ad esempio dividere lo schermo in tre zone con cerchi ben visibili, corrispondenti alle distanze di 1, 2, 3 miglia, ovvero in quattro zone mediante cerchi corrispondenti alle distanze di 5, 10, 15, 20 miglia, e così via. Il rilevamento angolare, rispetto al nord (se a bordo è un impianto di girobussola) o rispetto alla prora, si esegue anch'esso su lo schermo, graduato da 0° a 360°. L'intero schermo, cioè l'intero orizzonte, viene esplorato durante una rotazione completa dell'antenna, la quale compie da 6 a 15 rivoluzioni per minuto. Particolare attenzione è richiesta dallo studio dell'antenna e di tutte le altre parti del dispositivo anche in relazione con gli effetti di riflessione prodotti sul fascio dalla superficie del mare, sia calmo, sia ondoso; e molte precisazioni sono ancora da attendersi in base ai risultati di un più lungo periodo di pratica esperienza. *Di.*

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

C. Brunetti e A. S. Khouri — **Circuiti elettronici stampati.** (Electronics, aprile 1946, XIX, 4, pag. 104-108, con 7 fig.).

Lo sviluppo delle minuscole spolette radioelettriche a prossimità, per proiettili di artiglierie antiaeree, ha dato origine ad una nuova tecnica costruttiva di amplificatori a tubi elettronici, di materiale ceramico stampato, la quale offre prospettive di interessanti più estese applicazioni. Il problema è sorto dalla necessità di attuare un amplificatore di minimo ingombro e di struttura estremamente robusta, poichè la spoletta, che in un involucro delle dimensioni di un tubo 6L6G contiene un radiotrasmettitore-ricevitore, circuiti di comando, organi di sicurezza ed un turbogeneratore di alimentazione, è soggetta ad un'accelerazione 10 000 volte quella di gravità. Secondo questa nuova tecnica il circuito viene « stampato », mediante una soluzione per argentare, su un'adatta piastra di steatite; quindi vi sono applicate le resistenze, formate di una miscela di carbone e resine, ed i condensatori, costituiti da dischetti di materiale ceramico con alta costante dielettrica, con ambedue le facce argentate; altri componenti del circuito, quali i tubi, sono applicati saldandone i terminali in appositi fori lasciati nella piastra ceramica e argentati. Particolareggiate notizie sono date sull'esecuzione delle varie operazioni.

Come esempio sono mostrate alcune fotografie di un amplificatore a resistenze e capacità, utilizzante due tubi « subminiature » del tipo CK505AX, il quale dà un guadagno massimo di 1300 nella parte centrale della gamma acustica, con 45 V di alimentazione anodica, e presenta una riduzione di soli 5 decibel a 200 e a 7000 Hz. Ugualmente bene sono attuabili con questa tecnica circuiti amplificatori per radiofrequenze, specialmente per frequenze altissime. *M. B.*

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

R. L. Smith Rose — **L'eclissi solare del 1945 e la propagazione delle radioonde.** (Nature, 12 gennaio 1946, CLVII, 3976, pag. 40-42).

L'eclissi solare è l'unica occasione per esaminare gli effetti di una temporanea riduzione o cessazione della radiazione solare sulla ionosfera ed i conseguenti effetti sulla propagazione delle radioonde. In particolare l'eclissi permette di studiare l'azione ionizzante delle nubi di particelle neutre emesse dal sole, per il fatto che, a causa della loro velocità assai inferiore a quella della luce e del moto relativo della luna e della terra, l'eclissi « corpuscolare » può essere in anticipo di una o due ore sull'eclissi « ottico ». Le precedenti indagini, condotte osservando le modificazioni che l'eclissi porta nella ricezione delle varie radiotrasmissioni e particolarmente rilevando le alterazioni della ionosfera durante l'eclissi, col sistema delle esplorazioni ionosferiche, avevano

mostrato che le radiazioni ultraviolette sono la principale causa di ionizzazione degli strati inferiori; ma per la regione superiore, nota come strato F_2, le osservazioni erano state del tutto inconcludenti. Un'accurata nuova serie di indagini è stata organizzata dal « National Physical Laboratory » in occasione dell'eclissi solare del 9 luglio 1945.

Le esplorazioni ionosferiche effettuate in Inghilterra presso i centri appositi di Loth e di Slough, nei quali l'eclissi ha raggiunto il suo valore massimo del 76 % e del 60 % rispettivamente, all'incirca alle 14 00 del tempo medio di Greenwich, hanno mostrato una diminuzione di ionizzazione per tutte e tre le regioni E, F_1 ed F_2, dell'ordine del 30 ÷ 45 % e maggiore nella regione F_2 che nella E. Una diminuzione di ionizzazione osservata il mattino dello stesso giorno può essere posta in relazione con gli effetti di una radiazione corpuscolare.

Misure di assorbimento delle radioonde, effettuate con esplorazioni ionosferiche in direzione verticale, su frequenze minori di quella critica della regione E normale, hanno mostrato per 2 MHz una diminuzione dell'assorbimento minore a Slough (8,7 decibel) che non a Loth (11,3 decibel) ed una buona coincidenza del fenomeno con l'eclissi ottico; ciò fa supporre che la ionizzazione della regione D assorbente sia prodotta da radiazione ultravioletta.

Durante il periodo di eclissi l'intensità di ricezione delle comunicazioni transatlantiche su 18 e 58,5 kHz non ha variato sensibilmente; invece su un'emissione su frequenza di 216 kHz a distanza di 1260 km si è osservato un leggero aumento dell'intensità di campo e la ricezione dell'emissione di Droitwich su 1,15 MHz ha mostrato un rapido aumento di 5 decibel nell'intensità di campo circa 45 minuti dopo l'inizio dell'eclissi ottico, con un massimo ed una successiva decrescenza in buon accordo con la fase dell'eclissi. Queste osservazioni confermano l'esistenza di una leggera diminuzione dell'assorbimento ionosferico nel campo di frequenze da 60 kHz a 1 MHz.

Non sono state osservate anomalie nei rilievi radiogoniometrici di stazioni lontane e ne è risultato confermato l'elevato grado di accuratezza raggiungibile, in circostanze favorevoli, nei rilevamenti radiogoniometrici a grandi distanze (1300÷8500 km). La ricezione di emissioni su onde ultracorte (46,3 e 92 MHz) non ha mostrato apprezzabile influenza dell'eclissi sull'intensità di campo, a distanze di alcune decine di kilometri dall'emettitore.

Notizie giunte dalla Russia, su osservazioni effettuate nei dintorni di Mosca, dove l'eclissi nella ionosféra è stato totale, sembrano confermare le conclusioni delle precedenti osservazioni, che alle latitudini medie la radiazione corpuscolare del sole non è il principale agente di ionizzazione dell'alta atmosfera; pur tuttavia alcune caratteristiche variazioni della ionizzazione varie ore prima dell'eclissi ottico sono da attribuire ad un effetto corpuscolare e fanno presumere che la velocità di propagazione di questa radiazione corpuscolare si aggiri tra 450 e 600 km/s.

M. B.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

Progressi e sviluppi delle telecomunicazioni nel 1945. (J. Télécomm., gennaio 1946, XIII, 1, pag. 1-22).

Con la fine della guerra sono cessate le ragioni di mantenere riservate le invenzioni sviluppate nei laboratori di ricerca degli Stati Uniti d'America e della Gran Bretagna, e queste vengono quindi gradualmente portate a conoscenza del pubblico. Nel campo delle radiocomunicazioni l'interesse suscitato dal radiolocalizzatore, una delle più importanti fra queste invenzioni, ha fatto passare in seconda linea una serie di notevoli ricerche e progressi tecnici, dai quali l'industria di pace trarrà notevoli vantaggi e di cui è pertanto opportuno far cenno.

Propagazione delle onde elettromagnetiche ed antenne. — Notevoli ricerche sono state compiute per determinare l'influenza del sole sulla formazione della ionosfera. Una serie di spettrogrammi rilevati dall'osservatorio del Monte Wilson ha permesso di accertare che la tempesta ionosferica che segue un'eruzione solare è dovuta alla presenza nello spazio di corpuscoli provenienti dal sole e precisamente di ioni di calcio che si avvicinano alla terra. Lo sviluppo della tecnica delle comunicazioni su onde centimetriche ha permesso d'altro canto di constatare che si può attribuire al sole l'irradiazione di onde molto corte che determinano un rumore di fondo assai noioso nei ricevitori.

Fra le antenne sono state soprattutto studiate quelle destinate all'emissione ed alla ricezione di onde molto corte, delle quali si sono particolarmente curate le proprietà direttive. Sono state perfezionate anche le antenne per velivoli. L'uso delle onde molto corte ha incontrato difficoltà nell'installazione delle antenne, che devono essere disposte in posizione elevata se si vuole assicurare una portata ottica adatta per la trasmissione. Nei paesi pianeggianti ciò implica l'erezione di torri costose, che, se molto numerose, possono risultare dannose alle comunicazioni aeree. È stato pertanto proposto di raggruppare diverse antenne funzionanti su diverse lunghezze d'onda sulla medesima torre, dando così origine a veri e propri centri di emissione.

Per ovviare alla limitazione della portata delle trasmissioni su onde molto corte, specialmente per quelle di carattere radiofonico, si sta sperimentando la convenienza di usare una stazione disposta su un aereo, la quale riceva il programma da una stazione disposta a terra e lo ritrasmetta con maggiore potenza.

Emissione d'impulsi modulati. — Grande sviluppo ha avuto lo studio di trasmissioni mediante l'emissione d'impulsi di brevissima durata (dell'ordine di un microsecondo). La modulazione degli impulsi può venir effettuata modificando l'ampiezza o la larghezza di ogni impulso, oppure variando la posizione degl'impulsi, gli uni rispetto agli altri. Questo sistema è particolarmente interessante, in quanto che ordinando gl'impulsi è possibile trasmettere contemporaneamente varie comuni-

cazioni, anche in direzioni diverse. Il largo posto, che occupa nello spettro delle radiofrequenze un tale sistema di trasmissioni, limita la sua applicazione a frequenze molto elevate.

Modulazione di frequenza. — La modulazione d'impulsi non ha fatto perdere l'interesse alla modulazione di frequenza, i cui vantaggi sono sempre molto apprezzati specialmente nella radiodiffusione. Negli Stati Uniti d'America funzionano attualmente con questo sistema 129 stazioni.

Tubi elettronici. — La tecnica dei radiolocalizzatori è stata resa possibile grazie a particolari tipi di tubi elettronici capaci di sviluppare potenze elevatissime a frequenze dell'ordine di 10 000 MHz durante brevissimi intervalli di tempo. I tubi che permettono tali risultati sono i magnetron ad anodo tagliato, associati a cavità risonanti. Anche i clistron sono stati notevolmente perfezionati e prossimamente la loro produzione verrà fatta su scala industriale. Nel campo delle frequenze molto elevate è ancora da segnalare un tipo di tubo ad elettrodi piani nel quale si sono ottenute una grande solidità della struttura elettrodica ed una ridotta capacità fra l'anodo ed il catodo.

Ricezione. — Notevole è il ritorno all'utilizzazione del rivelatore a cristallo per migliorare là ricezione delle onde ultracorte. Tali rivelatori sono stati perfezionati in modo da renderli robusti e stabili, così da poter venire trattati come normali tubi riceventi. Sono stati inoltre costruiti condensatori in carta di grande capacità e di volume ridotto, grazie ad un nuovo procedimento di metallizzazione della carta.

Televisione. — L'esplorazione dell'immagine con 1000 linee, che fino a qualche anno fa sembrava impossibile, ora è considerata non soltanto desiderabile ma anche attuabile, e si spera di raggiungere un tale risultato negli Stati Uniti d'America, in Inghilterra ed in Francia a breve scadenza. L'utilizzazione di onde centimetriche per la televisione eliminerà le difficoltà che s'incontrano nella trasmissione delle larghe bande di frequenza necessarie per questi sistemi di televisione. Adottando l'emissione ad impulsi modulati si prevede di utilizzare prossimamente la medesima portante sia per la trasmissione televisiva sia per quella sonora. Quest'ultimo segnale verrebbe emesso durante il breve intervallo che separa l'esplorazione di due linee successive dell'immagine. Il sistema sembra risolvere elegantemente il problema della trasmissione televisiva e sonora contemporanea; inoltre permette di ridurre di 1 MHz la larghezza della banda totale necessaria per la trasmissione.

G. G.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

D. G. Fink — **Apparecchiature e norme per la diffusione televisiva negli Stati Uniti d'America.** (J. I. E. E., settembre 1945, XCII (III), 19, pag. 145-164, con 28 fig.).

Norme per la diffusione televisiva. — Nel 1941 il « National Television Comittee » ha proposto alla « Communications Commission » l'adozione

di una serie di norme per la televisione, di cui si riassumono le più importanti (¹). Si stabilisce che l'immagine televisiva venga scandita in 525 linee e le immagini si susseguano con la frequenza di 30 al secondo. La sincronizzazione dell'immagine viene ottenuta nel modo usuale per mezzo di segnali di forma rettangolare, dei quali però si è prescritta

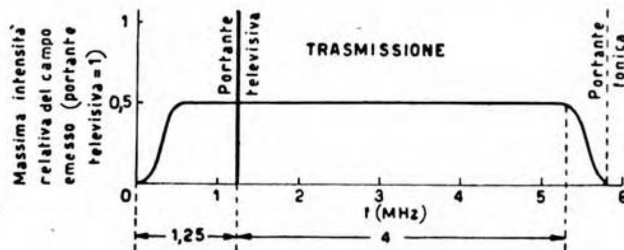


Fig. 1. — Caratteristica di emissione per le trasmissioni televisive con banda laterale soppressa.

la durata. Nelle trasmissioni per la diffusione televisiva è stato assegnato un canale di 6 MHz, il quale viene utilizzato come indica la figura 1; la portante del segnale televisivo è notevolmente spostata dal centro del canale e precisamente si trova a 1,25 MHz dal suo limite inferiore: la banda laterale inferiore viene dunque soltanto parzialmente trasmessa, mentre quella superiore si trasmette con un'ampiezza di 4 MHz. A 5,75 MHz dal limite inferiore del canale è disposta la portante per la trasmissione fonica. Questo sistema di trasmissione con banda laterale soppressa permette di avere una massima frequenza non attenuata del segnale visivo di 4 MHz, e quindi, rispetto al sistema di trasmissione con ambedue le bande laterali, a parità di ampiezza del canale, un aumento dell'80 % nei particolari dell'immagine.

Il ricevitore corrispondente deve avere la caratteristica di risposta della figura 2, il cui andamento è tale da avere una caratteristica di tensione all'uscita del rivelatore in funzione della frequenza, che è costante per frequenze fino a 4 MHz.

Il rapporto fra la potenza della portante fonica (irradiata dall'antenna radiofonica) e la potenza della portante televisiva (irradiata dall'antenna per il segnale televisivo) è stato fissato ad 1/2. La potenza del segnale fonico si è stabilita più bassa di quella del segnale televisivo, perchè nella trasmissione del primo si utilizza la modulazione di frequenza, la quale permette d'ottenere un rapporto fra segnale e disturbo maggiore della modulazione d'ampiezza, che è utilizzata nella trasmissione del segnale televisivo. Le norme americane permettono l'uso della

(¹) Si veda anche: D. G. Fink: Television Standards and Practice - McGraw-Hill, New York a. London, 1943; recensito in A. F., 1945, XIV, p. 247.

modulazione di frequenza anche per la portante televisiva, benchè non si usi tale tipo di modulazione nelle stazioni attualmente in funzione. Ultimamente si è però constatato che, a causa delle distorsioni derivanti dalle interferenze dovute a cammini multipli delle onde, la modulazione di frequenza non è praticamente adatta per le trasmissioni di diffusione televisiva.

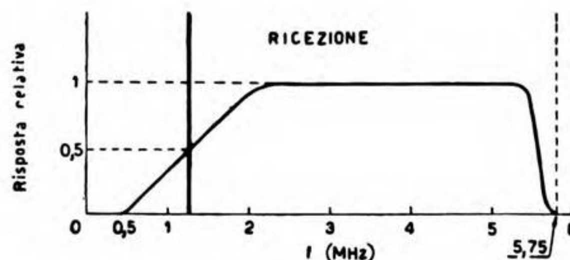


Fig. 2. — Caratteristica di risposta del ricevitore.

Per la trasmissione dei segnali fonici le norme americane stabiliscono la modulazione di frequenza con una massima deviazione di frequenza, corrispondente al massimo livello sonoro, di 75 kHz per lato rispetto alla frequenza della portante non modulata. Questa massima deviazione di frequenza è stata decisa in accordo con le norme stabilite per le trasmissioni di diffusione circolare radiofonica modulate in frequenza, alle quali è destinata la gamma da 44 a 50 MHz. In una futura edizione delle norme questa banda di $\pm$ 75 kHz verrà probabilmente ridotta a $\pm$ 25 kHz in sèguito alle difficoltà incontrate alle frequenze dell'ordine di 200 MHz. Conseguentemente si dovrà aumentare la potenza trasmessa, per mantenere costante il rapporto fra segnale e disturbo.

Alla televisione sono stati destinati 18 canali di 6 MHz, così disposti nella gamma da 50 a 294 MHz:

canale	1	2	3	4	5	6
frequenza (MHz)	50-56	60-66	66-72	78-84	84-90	96-102
canale	7	8	9	10	11	12
frequenza (MHz)	102-108	162-168	180-186	186-192	204-210	210-216
canale	13	14	15	16	17	18
frequenza (MHz)	230-236	236-242	258-264	264-270	282-288	288-294.

Nel maggio 1944 negli Stati Uniti erano in funzione 9 stazioni commerciali che avevano un regolare servizio di programmi per il pubblico e 26 stazioni sperimentali, la maggior parte delle quali funzionavano in collegamento con quelle commerciali.

Particolari sui trasmettitori. — Nel 1940 è stato introdotto con successo nella diffusione televisiva il nuovo tubo di presa del tipo ad accumulazione denominato « orticon ». Le sue proprietà caratteristiche sono quelle di avere una relazione lineare fra l'intensità della luce incidente e la tensione di uscita, ed una sensibilità da cinque a dieci volte quella dell'ordinario oscilloscopio.

Negli Stati Uniti sono stati studiati e sviluppati ampiamente i sistemi di collegamento per la trasmissione dei programmi di televisione fra una stazione trasmittente e l'altra, e fra il luogo di presa e la stazione trasmittente. Due sistemi sono in concorrenza: le linee in cavo coassiale e le stazioni radioripetitrici. Queste ultime hanno raggiunto frequenze elevatissime, di 500 MHz, già immediatamente prima della guerra. Vi si usano antenne accentuatamente direttive (con specchi parabolici) con portate ottiche per ottenere elevati rapporti fra segnale e disturbo e per evitare riflessioni. Ciò ha permesso l'uso della modulazione di frequenza in queste trasmissioni.

Dei collegamenti con cavi coassiali si sono occupate principalmente le grandi società telefoniche. Nel 1937 è stato posato un primo cavo coassiale, che permette la trasmissione di una gamma di frequenza di 2 MHz, fra Nuova York e Filadelfia. Per il dopo guerra è progettata una rete di cavi coassiali attraverso tutti gli Stati Uniti.

Particolari sui ricevitori. — L'elemento principale dei ricevitori televisivi è il tubo di visione a raggi catodici, che negli ultimi anni ha subito notevoli miglioramenti specialmente nella qualità dell'immagine, utilizzando composti fluorescenti, i quali permettono un elevato contrasto; i diametri dei tubi sono stati aumentati a circa 50 cm; per la ricezione domestica tuttavia il limite superiore è di 30 cm. Ma il più significativo recente progresso nei tubi di visione è dato da quelli per proiezione; i quali hanno un diametro ridotto, tensione di accelerazione elevata e corrispondentemente piccolo diametro del fascio elettronico, ed utilizzano composti fluorescenti di elevato rendimento; sono capaci di produrre immagini di brillanza così intensa da riuscire dannosi all'occhio se osservati direttamente.

Televisione a colori. — È stato sperimentato con successo dal « Columbia Broadcasting System » il metodo di televisione a colori nel quale l'immagine viene analizzata tre volte successivamente con l'interposizione rispettivamente di un filtro per la luce rossa, di uno per l'azzurra e di uno per la verde. Si è constatato che la televisione a colori è molto suggestiva, ma soddisfa soltanto quando i colori siano convenientemente proporzionati. Sono stati pertanto previsti opportuni circuiti di regolazione per ciascuno dei colori, inseriti sincronamente con la sequenza di questi. È opinione molto diffusa fra i tecnici americani che per un sistema di televisione a colori sia necessario avere a disposizione un canale più ampio di 6 MHz. *G. G.*

CRONACA TECNICA

APPLICAZIONI VARIE.

P. W. Moore Jr. in *Electronics* del novembre 1945 si occupa della **radiotrasmissione delle indicazioni di uno strumento di misura**. L'apparecchio descritto è stato particolarmente studiato per trasmettere a distanza, per mezzo di un normale collegamento radio, le indicazioni di un qualunque strumento di bordo di un aeroplano, senza richiedere sensibili modifiche, e permettendo di ottenere a terra segnalazioni in tutto simili alle originarie. Quest'ultimo requisito è molto importante nei voli di prova e nei velivoli radiocomandati, perchè il pilota che dirige da terra il radiocomando non ha bisogno di familiarizzarsi con nuovi strumenti.

L'elemento scelto come mezzo di trasmissione è l'angolo di fase fra una frequenza di 500 Hz, opportunamente comandata dall'indice, ed un'altra frequenza di 250 Hz, che viene presa come termine di paragone. Sul quadrante dello strumento, di cui si vuol trasmettere l'indicazione, viene montato un piccolo variatore di fase con avvolgimento bifase, il cui equipaggio mobile è trascinato dall'indice con un collegamento magnetico. L'indice dello strumento dev'essere infatti sostituito con un piccolo magnete permanente. Le due frequenze sopra menzionate sono derivate da un unico oscillatore a 250 Hz, il quale da un lato eccita direttamente il modulatore del trasmettitore, mentre da un altro, attraverso un duplicatore di frequenza, alimenta a 500 Hz l'equipaggio mobile del variatore di fase. All'uscita di questo si ha allora una frequenza con fase variabile in funzione della posizione dell'indice, che può essere applicata al trasmettitore per trasmettere il dato richiesto.

Nella ricezione si opera in modo inverso. Le due modulazioni sono separate con filtri passa-banda, portate alla stessa frequenza di 500 Hz per facilitare il confronto delle fasi, e fatte agire separatamente sui due avvolgimenti di un motorino bifase a campo rotante, il cui equipaggio mobile muove da un lato l'indice del ripetitore mentre dall'altro conduce l'equipaggio mobile di un variatore di fase che serve alla restituzione del movimento. Il sistema è ben noto nella tecnica degli asservimenti. La coppia motrice del motore nasce ogni qualvolta esiste una differenza di fase fra le due correnti di alimentazione, ed il conseguente movimento dell'equipaggio mobile dura sino a che il variatore di fase posto in serie ad uno degli avvolgimenti non abbia annullato la differenza di fase stessa. In tal modo l'indicazione desiderata è ripetuta sul quadrante del ricevitore.

Le piccole differenze di fase fra le due frequenze in questione, dovute al trasmettitore, al ricevitore o in genere a tutta l'apparecchiatura elettrica, possono essere eliminate all'atto dell'installazione con un correttore di zero. È però importante che tali differenze siano piccole e costanti per cui è consigliabile l'uso di una modulazione di frequenza.

L'apparecchio descritto è suscettibile di molte altre utili applicazioni anche nel campo industriale e si presta particolarmente per funzionare in servizio multiplo. Alle varie indicazioni desiderate basta infatti far corrispondere una frequenza di modulazione e adottare una sola frequenza di paragone, per avere un sistema di trasmissione strutturalmente semplice e compatto. *C. Po.*

* * *

Del **radiocomando da terra dell'atterraggio e del decollo degli aeroplani** tratta C. W. Watson in *Electronics* del novembre 1945. L'apparecchio, designato con la sigla G. C. A. (*Ground - Controlled - Approach*), è un radiolocalizzatore, che funziona come gli altri ad impulsi e permette di guidare da terra gli aeroplani lungo una rotta predeterminata, durante l'avvicinamento al campo, l'atterraggio o il decollo.

Il problema di permettere l'atterraggio cieco dei velivoli, di notte o in cattive condizioni di visibilità, ha avuto anche nel passato varie soluzioni nel campo della radio, ma quella qui descritta, adottata con vantaggio dall'aeronautica americana nell'ultimo anno di guerra, ha il vantaggio di non richiedere apparecchiature speciali a bordo degli aeroplani. Infatti i dati necessari al volo, azimut, elevazione e distanza, sono rilevati a terra con precisione e continuità e gli scostamenti dalla rotta d'atterraggio stabilita sono comunicati al pilota con i normali collegamenti radio.

L'apparecchio comprende un rivelatore d'azimut a grande raggio di azione (sistema di ricerca), con portata orizzontale di circa 45 km e verticale di 1200 m, e un rivelatore combinato di azimut e di elevazione di grande precisione e a campo limitato, che entra in azione negli ultimi 15 km della manovra. Il sistema di ricerca ha lo scopo d'intercettare i velivoli e di guidarli sulla rotta di avvicinamento al campo. Il fascio d'onde emesso, costituito da una successione d'impulsi di 0,5 μs con frequenza di 2000 al secondo, ha l'apertura di circa 6° ed esplora tutto l'orizzonte con una rotazione continua. Il fascio è generato da un allineamento verticale di dipoli orizzontali, posto nella linea focale di un riflettore parabolico, e l'esplorazione è ottenuta rotando meccanicamente questo aereo. Esso serve sia per la trasmissione sia per la ricezione mediante opportuno commutatore, perchè la velocità di rotazione è molto piccola rispetto alla rapidità con cui si succedono gli impulsi. La distanza e l'azimut desiderati sono direttamente letti sullo schermo fluorescente di un tubo a raggi catodici ad alta persistenza d'immagini, che rende visibile la posizione dell'aereo rispetto al punto di atterraggio. Sullo schermo un raggio luminoso indica la direzione del fascio e con esso ruota

sincronicamente; al centro appare l'impulso di emissione, e la posizione dell'aereo è rivelata da un punto di maggior luminosità, che si crea in conseguenza dell'eco ricevuta. Il raggio luminoso è la traccia di un pennello elettronico che scatta dal centro simultaneamente ad un impulso di emissione, per arrivare al limite esterno del quadrante nel tempo necessario al treno d'onde a percorrere due volte la portata massima. Si comprende così come la posizione dell'aereo possa apparire sullo schermo nelle esatte relazioni di distanza e direzione.

Il rivelatore di precisione è organicamente simile al precedente, ma è dotato di due fasci: l'uno per l'esplorazione azimutale, con apertura di 0°,6 e altezza angolare di 1°,5, si muove orizzontalmente avanti ed indietro in un settore di 20° intorno alla posizione della linea d'atterraggio; l'altro per l'esplorazione zenitale, con apertura di 0°,4 e larghezza angolare di 3°, si muove pendolarmente in senso verticale in un settore di 7°, sempre intorno alla posizione della linea d'atterraggio. I due fasci sono generati da allineamenti di dipoli posti nella linea focale di riflettori parabolici, ed i movimenti descritti sono ottenuti elettricamente, variando la fase dell'oscillazione che alimenta i dipoli, accorciando od allungando, mediante camme, la lunghezza delle radioguide di alimentazione. Anche qui le emissioni sono costituite da una successione d'impulsi che si susseguono con velocità molto maggiore di quella con cui si muovono i fasci, e le antenne servono sia per la trasmissione sia per la ricezione. Inoltre, mediante un altro commutatore, esse sono inserite successivamente sullo stesso generatore, di alta frequenza, costituito da un magnetron a cavità. Le onde sono fra le più corte sinora adoperate, e ciò per aumentare la precisione dell'apparecchio ed il suo potere di risoluzione.

Le letture dell'azimut e dell'elevazione si effettuano sugli schermi fluorescenti di quattro tubi a raggi catodici (due per ciascuna lettura, essendo uno riservato alle distanze inferiori a 3 km), i quali hanno il punto di zero spostato su un orlo dello schermo per aumentare il loro campo utile. Anche su questi schermi una linea luminosa segue sincronicamente i fasci nei loro movimenti di esplorazione, e la posizione dell'aereo è data da un punto luminoso di maggior brillanza e grandezza.

A completare il sistema vi sono infine gli apparati necessari a stabilire le comunicazioni fra terra e bordo. Tutto l'insieme ha dato ottimi risultati nell'ultimo anno di guerra ed ha permesso l'atterraggio e la partenza di intere squadriglie aeree, anche in pessime condizioni di visibilità.

C. Po.

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

Su di un'interessante causa — di origine puramente acustica — di **distorsione non lineare in un altoparlante** che emette contemporaneamente due suoni, richiamano l'attenzione R. F. Beers e H. Belar nel fascicolo di aprile 1943 dei *Proc. I. R. E.* Si abbia un altoparlante, che produca un

suono di frequenza, per esempio, f, mentre il cono compie anche oscillazioni con frequenza di 50 Hz: l'onda sonora emessa risulta modulata in frequenza. Considerando le bande laterali come distorsione, se si definisce il fattore di distorsione come uguale alla radice quadrata del rap-

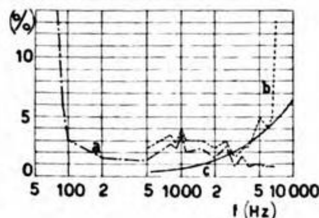


Fig. 1. — Fattore di distorsione in funzione della frequenza, con modulante di 60 Hz.

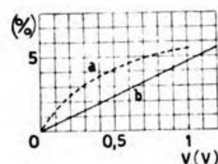


Fig. 2. — Fattore di distorsione in funzione della tensione a 60 Hz, per una nota di 5000 Hz.

porto fra la potenza relativa alle bande laterali e la potenza totale, si hanno, per la misura del fattore di distorsione, le formule seguenti:

$$0{,}013\, a\, f_2 \qquad 18\,700 \frac{f_2 \sqrt{P}}{f_1^2\, d^2},$$

dove a rappresenta l'ampiezza di spostamento del cono in centimetri, rispetto alla posizione mediana, P la potenza acustica in watt, d il diametro del cono in centimetri, ed f_1 ed f_2 rispettivamente la frequenza modulante e quella modulata. Le formule suddette valgono per posizioni lungo l'asse del cono; in più la seconda vale in quanto si supponga che il cono si comporti come un pistone in uno schermo infinito, radiante sulle due facce.

La verifica sperimentale non è molto facile, per la presenza contemporanea della distorsione ordinaria e della distorsione risultante da non linearità del traferro. Tuttavia in quest'ultimo caso la distorsione è proporzionale all'ampiezza relativa alle due frequenze, ma indipendente dai valori di queste, mentre la distorsione per modulazione di frequenza, di cui ora particolarmente si tratta, cresce con l'ampiezza dell'onda di frequenza modulante e con il valore della frequenza, ma non con l'ampiezza dell'onda modulata.

Il grafico della figura 1 dà, in funzione della frequenza, il fattore di distorsione per un altoparlante con cono di 30 cm, e per una frequenza modulante di 60 Hz, cui compete un'ampiezza uguale a quella della frequenza variabile: la curva *a* mostra la distorsione quando si ha una sola frequenza, la curva *b* la somma della distorsione per dissimmetria nel traferro e per modulazione di frequenza dovuta alla frequenza di 60 Hz, e la curva *c* il valore calcolato del fattore di distorsione pertinente a quest'ultima causa; la potenza elettrica all'altoparlante è di 0,5 W circa,

quale si presume normale in un comune radioricevitore. Nel grafico della figura 2 è indicato il fattore di distorsione, in funzione dell'ampiezza relativa alla frequenza di 60 Hz, per una nota di 5000 Hz: la curva *a* dà i valori misurati e la *b* i valori calcolati, sempre per un cono di 30 cm.

An. Gi.

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

Alcune interessanti notizie su una **radiazione di radioonde dal sole** e su altri fenomeni, che hanno coinciso con una forte eruzione solare avvenuta nel febbraio 1942, si trovano in due lettere alla redazione, pubblicate in *Nature* del 12 gennaio 1946.

La prima lettera, di J. S. Hey, narra che tali radiazioni furono per la prima volta rivelate da radiolocalizzatori (*radar*), situati in varie località dell'Inghilterra e operanti su lunghezze d'onda da 4 a 6 m, sotto forma di un disturbo continuo alla ricezione dall'alba al tramonto, nei giorni 27 e 28 febbraio 1942; l'elevata direttività di quegli apparati ha permesso di accertare che il disturbo proveniva dal sole e i rilevamenti coincidevano sempre entro qualche grado, in direzione e sito, con le osservazioni ottiche. Non è stato possibile effettuare misure precise dell'intensità di campo, ma tutti i rapporti indicano che l'entità del disturbo che appariva al tubo a raggi catodici dell'apparato era più volte quella normale di disturbo del radioricevitore; calcoli eseguiti in base ad un'approssimativa valutazione del livello di disturbo del ricevitore e delle caratteristiche dell'antenna, trascurando il disturbo di origine cosmica, hanno mostrato che in quell'occasione l'intensità della radiazione ricevuta doveva essere dell'ordine di 10^{-13} watt per metro quadrato e per megahertz di larghezza di banda: cioè circa 10^5 volte il valore che si poteva prevedere, attribuendo al sole le caratteristiche di corpo nero alla temperatura di 6000°K. Tale radiazione eccezionalmente elevata era di certo in relazione con una grossa eruzione solare manifestatasi in quei giorni.

La seconda lettera, di F. M. J. Stratton, cita vari fenomeni osservati in concomitanza con quella eruzione solare, apparsa il 21 febbraio e seguita da vari osservatori fino al 1° marzo: un'improvvisa evanescenza totale (effetto Mögel-Dellinger) nella propagazione delle onde corte il 28 febbraio ed una burrasca magnetica di grande violenza ed estremamente repentina il 1° marzo. I disturbi su onde cortissime citati da J. S. Hey sono indubbiamente legati all'eruzione solare e nuove osservazioni in altri casi analoghi potranno riuscire di grande interesse. *M. B.*

RADIOCOMUNICAZIONI DIRETTIVE E RADIOGONIOMETRIA.

Del **sistema Loran di navigazione** tratta diffusamente *Electronics* nel fascicolo di novembre 1945. Con la parola « Loran » (*Long Range Navigation*) viene inteso un sistema che consente ad una nave o ad un aereo di determinare la sua posizione per mezzo di segnali radio emessi da una stazione situata a terra, con un procedimento introdotto e lar-

gamente adoperato durante la guerra e certamente destinato a diffondersi su larga scala anche nel tempo di pace.

Il sistema si basa sulla determinazione della differenza fra i tempi di arrivo a bordo di due o più radiosegnali emessi da due punti della costa, differenza di tempo che individua sulla carta un « luogo di posizione ». Se contemporaneamente si determina una seconda differenza di tempo rispetto a due altri punti (uno può essere lo stesso per entrambe le mi-

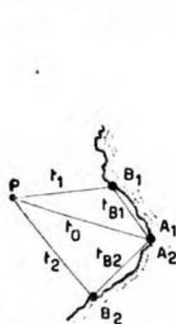


Fig. 1. — Trasmettitori e percorsi dei segnali.

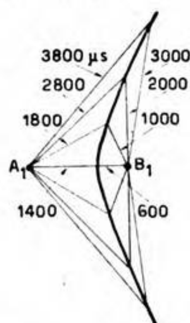


Fig. 2. — Iperbole di posizione.

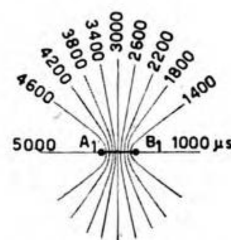


Fig. 3. — Famiglia di iperboli di posizione.

surazioni, epperò sono sufficienti tre punti della costa), si ha il « punto nave » o « punto aereo » dall'intersezione dei due luoghi di posizione. I luoghi di posizione sono iperboli, per cui la navigazione effettuata con il sistema Loran viene chiamata « navigazione iperbolica ».

Nello stesso punto A (fig. 1) sono sistemati due trasmettitori pilota A_1 e A_2 (non è però essenziale che i due trasmettitori siano nello stesso punto), ad irradiazione circolare. Ogni trasmettitore emette una serie di impulsi e le due serie differiscono per la cadenza con la quale gli impulsi vengono emessi (A_1 emette 25 impulsi al secondo; A_2 25,0627 al secondo).

Un impulso trasmesso da A_1 viene ricevuto dalla stazione B_1, associata alla A_1; da B_1, dopo un tempuscolo d_1, lo stesso impulso viene ritrasmesso. In P giunge lo stesso impulso direttamente da A_1 e ritrasmesso da B_1, cosicchè si hanno due impulsi con una differenza di tempo $\Delta t_1 = (t_{B1} + d_1 + t_1) - t_0$, dove t_{B1} è il tempo speso dalle radioonde per percorrere il tratto A_1B_1, d_1 il ritardo costante di ritrasmissione, t_1 il tempo per percorrere il tratto B_1P, e t_0 il tempo per il tratto A_1P.

Essendo nota la velocità di propagazione, le differenze di tempo si possono tradurre in differenze di distanza: epperò, considerando la zona che interessa come piana, il luogo dei punti cui corrisponde una stessa differenza di tempo Δt_1 è un'iperbole avente per fuochi A_1 e B_1. Variando il parametro Δt si ha una famiglia d'iperboli confocali, ciascuna relativa ad un particolare valore di Δt. Se la zona considerata è molto estesa, tale da non poter essere considerata piana, i luoghi di posizione non sono

più curve piane ed il termine d'iperbole non è più esatto: le linee vengono perciò chiamate « linee Loran ». Su apposite carte di navigazione infatti sono tracciate famiglie di linee Loran ciascuna quotata per un certo Δt.

La differenza di tempo è ottenuta mediante un oscillografo a raggi catodici con una precisione dell'ordine di un microsecondo.

Con lo stesso procedimento si determina una seconda linea di posizione relativa a $\Delta t_2 = (t_{B_2} + d_2 + t_2) - t_0$ per le trasmittenti A_2, B_2. L'intersezione delle due linee fornisce la posizione della nave o dell'aereo.

Riguardo alla precisione con la quale si ottiene la posizione della nave o dell'aereo, si hanno i seguenti elementi. Se la misurazione della differenza dei tempi è fatta con l'approssimazione di un microsecondo, l'errore che si commette è in ogni caso non maggiore dell'uno per cento della distanza della nave o dell'aereo dalle stazioni.

In figura 2 è riportata un'iperbole di posizione, mentre in figura 3 si ha una famiglia di tali curve. È da notare che il sistema non fa nascere ambiguità, dato che le emissioni di A_1 e B_1 non avvengono contemporaneamente. Sul prolungamento di $A_1 B_1$, dal lato B_1, si ha (prima iperbole degenere) il minimo valore della differenza di tempo, mentre il massimo valore si ha sul prolungamento dal lato A_1 (seconda iperbole degenere). Dalla figura 3 si vede pure che la precisione con la quale si può determinare la posizione non è costante su tutta la zona coperta dalle iperboli. Essa diminuisce con l'aumentare della distanza dalla congiungente $A_1 B_1$, ed è minima sulla prima e sulla seconda iperbole degenere.

La figura 4 mostra una zona con due famiglie di linee Loran relative alle stazioni A_1-B_1 e A_2-B_2. Si vede che un secondo fattore che influisce sulla precisione è l'angolo secondo cui le due linee si tagliano. Nelle vicinanze delle stazioni, l'angolo è di circa 90°, epperò la precisione è massima. La figura 5 mostra le zone di incertezza per errori nella misura dei Δt; si ha così una conferma che conviene avere, a parità di distanza dalle stazioni, un angolo d'intersezione prossimo a 90°.

Circa la massima distanza alla quale il segnale può essere ricevuto (il Loran ha una frequenza di funzionamento compresa fra 1700 e 2000 kHz e gli impulsi una durata di circa 50 μs), si rende noto che per una potenza di picco di 75 ÷ 100 kW, la massima portata del raggio diretto è di circa 1400 km di giorno e di circa 900 km di notte.

Particolarmente interessanti sono i risultati ottenuti dopo migliaia di osservazioni eseguite da J. A. Pierce alle Bermude nel 1942. Si possono così riassumere. Volendo utilizzare, per aumentare la portata, le radioonde riflesse dalla ionosfera, i migliori risultati si hanno con raggi riflessi una sola volta dallo strato E della ionosfera. Le riflessioni multiple dello strato E e quelle semplici e multiple dello strato F mancano di sufficiente stabilità e quindi sono da escludere. La portata massima, utilizzando gli impulsi riflessi una sola volta dallo strato E, è di circa 2800 km. Naturalmente nel caso in parola si rende necessario apportare una correzione al Δt misurato, per tener conto del percorso diverso seguito

dai segnali rispetto alla propagazione diretta e dato che le curve Loran sono state tracciate per il percorso diretto.

La figura 6 mostra segnali tipici, come sono visti all'oscillografo, per i vari casi studiati. L'operatore riesce facilmente a discernere fra i vari segnali quello che interessa, e cioè quello relativo ad una sola riflessione dello strato E.

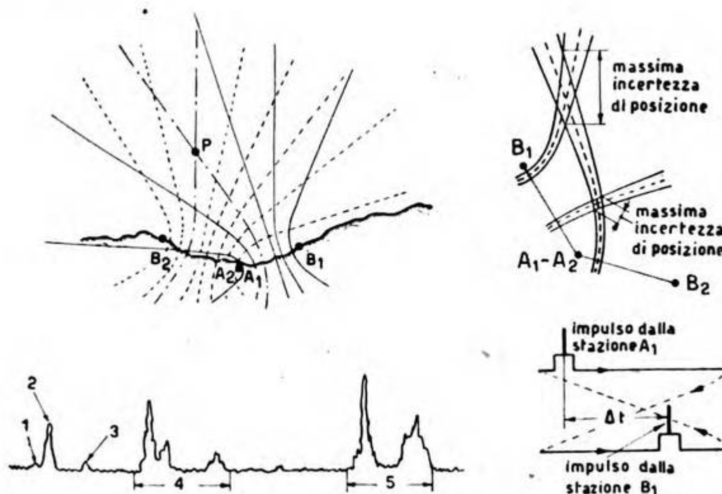


Fig. 4. — Zona con due famiglie di iperboli relative alle stazioni A_1-B_1 e A_2-B_2.

Fig. 5. — Zone di incertezza per errori nella misura dei Δt.

Fig. 6. — Segnali tipici all'oscillografo: 1, onda diretta; 2, onda riflessa una volta sullo strato E; 3, onda doppiamente riflessa sullo strato E; 4, onda riflessa una volta sullo strato F; 5, onda riflessa due volte sullo strato F.

Fig. 7. — Misura del Δt all'oscillografo.

Per la misura di Δt si utilizza, come si è detto, un oscillografo a raggi catodici. Lo spostamento del pennello catodico (fig. 7) avviene su due righe orizzontali secondo i percorsi indicati dalle frecce; si ha cioè l'asse dei tempi diviso su due linee orizzontali, alla cui formazione provvede un oscillatore a quarzo sincronizzato con gli impulsi in arrivo. Per il caso delle stazioni A_1, B_1, per le quali la frequenza degli impulsi è di 25 per secondo, il tempo occorrente perchè il pennello catodico si sposti dall'estremo sinistro della riga superiore e ritorni allo stesso punto è di 1/25 di secondo (ogni linea quindi è percorsa in circa 1/50 di secondo). Impulsi e righe dell'oscillografo essendò sincronizzati, i primi si vedono come linee verticali fisse. Come indici per le letture servono i così detti « piedestalli ausiliari » indicati nella figura, generati da speciali circuiti uniti all'indicatore. Mediante appropriato aggiustamento del circuito comandato dal quarzo, gli impulsi vengono spostati fino a che uno di

essi cada al centro del piedestallo superiore. Il piedestallo inferiore, comandato da un circuito ritardatore aggiustabile, viene poi spostato al di sotto del secondo impulso. Il ritardo Δt viene misurato dalla distanza fra i due impulsi, com'è indicato nella figura.

L'apparecchiatura è fatta per poter eseguire misurazioni per 14 tipi di impulsi, di cui 8 nell'intorno della frequenza di 25 impulsi al secondo e 6 nell'intorno della frequenza di $33\frac{1}{3}$ impulsi al secondo. Le radiofrequenze sono tre: 1750, 1850 e 1950 kHz. Si ha quindi la possibilità di ricevere $14 \cdot 3 = 42$ coppie di stazioni. Si prevede che per gli usi civili soltanto le radiofrequenze di 1850 e 1950 kHz saranno usate, secondo le proposte fatte alla Conferenza di Rio de Janeiro tenuta nell'ottobre 1945. In successivi numeri della rivista saranno forniti particolari sui sistemi riceventi e trasmittenti. *A. C.*

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

Il nuovo sistema di **trasmissione telefonica multipla mediante impulsi modulati in fase** è esposto nel fascicolo di novembre 1945 di *Electronic Industries*. Si tratta di un metodo (reso noto dalla « Federal Telephone and Radio Corporation ») che permette la trasmissione di segnali mediante una serie di impulsi della durata di circa mezzo microsecondo, separati l'uno dall'altro da un intervallo di circa cinque microsecondi. L'istante



Fig. 1. — Tubo speciale, detto « ciclofono », usato in ricezione.

d'inizio dell'impulso può essere anticipato ovvero ritardato entro un intervallo di circa un microsecondo, rispettivamente in corrispondenza delle anse positive ovvero negative della corrente di modulazione: lo spostamento dell'impulso è proporzionale alla profondità di modulazione, mentre la frequenza secondo la quale si effettua lo spostamento stesso è la frequenza di modulazione.

Non ha eccessiva importanza l'esatta forma dell'impulso e neppure la sua ampiezza, la quale è resa costante da un circuito limitatore. Invece la ripidezza dei fianchi dell'impulso ha importanza nel determinare il rapporto segnale/disturbo e la fedeltà di riproduzione. Perciò, siccome un'onda a fronte ripido esige, per la sua fedele trasmissione, un'ampia banda di frequenze, la modulazione dell'istante d'impulso è un sistema a larga banda, richiedente una portante di altissima frequenza.

Fortunatamente è possibile trasmettere contemporaneamente più segnali, attribuendo per esempio l'impulso n. 1 al canale n. 1, l'impulso n. 2 al canale n. 2, e così via; il tempo d'interruzione fra un impulso e l'altro di uno stesso canale è così breve che l'ascoltatore non avverte l'interruzione stessa. Si sono attuati circuiti sperimentali trasmettenti contemporaneamente 24 conversazioni.

Riguardo all'utilizzazione della banda, il sistema è meno efficiente di quanto non siano la modulazione di ampiezza e quella di frequenza. Così per segnali telefonici comprendenti una banda di 3 kHz, in una banda di 3 MHz si possono trasmettere 150 comunicazioni col sistema a modulazione d'impulso, 350 con modulazione di frequenza, 750 con modulazione di ampiezza, s'intende a parità del rapporto segnale/disturbo all'uscita del ricevitore. Con la modulazione d'impulso, tuttavia, non intervengono nè la distorsione dovuta a non linearità dei circuiti dei tubi, nè la distorsione provocata dalla selettività di frequenza dei circuiti risonanti, le quali si verificano invece rispettivamente nella modulazione di ampiezza e in quella di frequenza. L'aggiunta di più ripetitori in una catena di relè non aumenta la distorsione. Inoltre il circuito della portante ad altissima frequenza è modulato solo per emettere o no gli impulsi, e pertanto risulta di una semplicità costruttiva non possibile con altri sistemi di modulazione.

Nell'impianto sperimentale costruito a New York dai laboratori della « Federal Telephone and Radio Corporation » si utilizza una portante di 1300 MHz (23 cm), irradiata da un semplice dipolo e concentrata mediante un riflettore parabolico del diametro di 2,5 m. Le oscillazioni ad alta frequenza sono generate con un tubo 2C43 del tipo « lighthouse », inserito all'estremità di elementi di circuito cilindrici. In ricezione, la modulazione d'impulso è trasformata in ordinaria modulazione di ampiezza mediante un nuovo tubo chiamato « ciclofono » (fig. 1). Si tratta di un tubo a raggi catodici, con fucile elettronico e due coppie di placche deflettrici. Si fa in modo di ottenere sullo schermo una traiettoria circolare. Prima di arrivare allo schermo il fascio elettronico incontra una placca metallica nella quale sono praticate tante fessure radiali quanti sono i canali trasmessi; dietro ogni fessura c'è il corrispondente segmento collettore. Il tubo è normalmente all'interdizione; esso è sbloccato non appena giunge un guizzo alla griglia di comando. In dipendenza della posizione in cui si trova il fascio catodico nell'istante in cui giunge l'impulso, attraverso la fessura relativa passa una porzione più o meno ampia del fascio e va a colpire il segmento collettore retrostante; in tal modo le variazioni di posizione dell'impulso vengono tradotte in variazioni d'intensità di corrente. Per ordinarie comunicazioni telefoniche il fascio catodico compie 8000 rotazioni al secondo, e per una trasmissione di 24 canali esistono 25 fessure nel ciclofono (una essendo utilizzata per un impulso marcatore o di sincronizzazione).

In trasmissione, la trasformazione da modulazione di ampiezza a modulazione d'impulso è effettuata mediante un tubo simile al ciclofono,

chiamato « cicloodo »; in esso le fessure, anzichè essere **radiali**, formano un angolo col raggio della placca fessurata; il fascio catodico ruota come nel ciclofono, ma le variazioni di ampiezza del segnale causano variazioni nell'angolo che il fascio forma con l'asse del tubo; data l'inclinazione delle fessure, l'istante in cui il fascio attraversa una fessura varia col variare del raggio anzidetto. *F. C.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

Sui progressi compiuti nel campo della **proiezione delle immagini televisive** riferiscono D. W. Epstein e I. G. Maloff nel *J. S. M. P. E.* del giugno 1945. L'ottenimento di codeste immagini su schermi di non troppo piccole dimensioni risponde ad un vivo desiderio del pubblico, manifestatosi già fin dall'epoca delle prime dimostrazioni televisive. Da

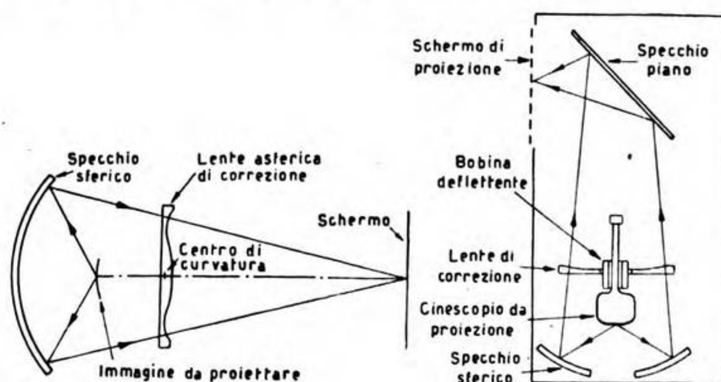


Fig. 1. — Schema di principio del dispositivo per la proiezione su schermo delle immagini televisive.

parecchio tempo ci si era resi conto di come occorresse giungere alla proiezione su schermo anche nella televisione domestica. Fin dal 1935 il problema fu molto seriamente affrontato dagli autori presso la « Radio Corporation of America » e già nel 1940, all'inizio della guerra, i progressi raggiunti erano importanti.

La via seguita fu quella di proiettare su di un grande schermo mediante un conveniente sistema ottico l'immagine prodotta su un piccolo schermo fluorescente di un tubo catodico. Gli sforzi furono diretti da un lato nel senso di ottenere una grande luminosità delle immagini sullo schermo, e dall'altro in quello di attuare un sistema ottico per la proiezione, avente alto rendimento.

Per il primo scopo furono attuati tubi catodici ad alta tensione; in tal modo nel 1940 si ottenne una luminosità circa 15 volte superiore a quella conseguita nel 1935. Molto restava da fare nel campo del sistema

ottico, giacchè in effetto un normale obiettivo anche di grande apertura presenta un rendimento luminoso molto modesto; tale rendimento al massimo può raggiungere il 6 % della luce emessa dal tubo catodico nel caso di un'apertura $f/2$ (rapporto tra il diametro e la distanza focale uguale a 1/2), mentre in pratica risulta anche minore. Si riscontrò come un forte aumento di tale rendimento non potesse essere conseguito se non abbandonando la strada normale e ricorrendo ad un sistema di proiezione costituito da uno specchio sferico.

Questo, se proietta un'immagine disposta approssimativamente nel suo fuoco, presenta due soli tipi di aberrazione, l'aberrazione sferica e la curvatura di campo, di cui la prima soltanto preoccupa, mentre la seconda è da considerarsi vantaggiosa ai fini particolari della proiezione. La correzione dell'aberrazione sferica, uniforme in tutto il campo, può essere ottenuta mediante l'uso di una lente asferica. Si è arrivati in tal modo ad un dispositivo come quello rappresentato nella figura 1, il quale consente un rendimento finale tra 20 e 40 % invece del 6 % della lente con apertura $f/2$; il miglioramento ottenuto è pertanto decisivo.

Uno scoglio importante alla diffusione su larga scala di questo sistema era costituito dal costo della lente asferica, notevolmente superiore a quello di una lente sferica delle stesse dimensioni. Tale difficoltà è stata superata mediante l'attuazione di una lente di « plexiglass » o materia simile, stampata direttamente con la forma voluta e già ottenuta con la perfezione ottica richiesta. Queste lenti naturalmente non possono sopportare la temperatura delle lenti di cristallo, tuttavia risultano adatte per la televisione domestica, mentre allo stato d'oggi lenti lavorate dal cristallo sono ancora adoperate nella proiezione su grandi schermi com'è richiesta ad esempio per teatri.

Molti sistemi di proiezione sono stati attuati dalla R. C. A. su questo principio, adatti per proiettare immagini di televisione con diagonali comprese tra 60 cm e 7,5 m. *F. Ve.*

* * *

Notevoli progressi compiuti nei **moderni tubi di presa televisiva** sono esposti in un articolo di *Electronic Industries* del dicembre 1945. L'applicazione del moltiplicatore elettronico all'orticonoscopio ha permesso di ottenere una sensibilità quasi cento volte maggiore di quella sinora raggiunta dai precedenti tubi.

La figura 1 riporta uno schizzo schematico del nuovo tubo, e la 2 riproduce la fotografia di un esemplare; le dimensioni sono ragionevoli, in quanto consistono in una lunghezza massima di 38 cm ed in un diametro del bulbo di 8 cm. La superficie fotoelettrica è disposta sull'interno della parete frontale di questo. Secondo la luminosità dell'immagine che viene ripresa, tale superficie emette in maggiore o minore copia elettroni, i quali vengono convogliati mediante un campo elettrostatico (a bassa tensione, circa 300 V), su di un'altra piastra disposta

di fronte alla prima alla distanza di circa 12 mm. Su questa i fotoelettroni vengono messi a fuoco mediante un sistema di lenti elettromagnetiche e originano, data la natura della piastra stessa, una notevole emissione secondaria, e quindi cariche positive. La resistenza superficiale della piastra è molto elevata, analogamente a quella del mosaico di

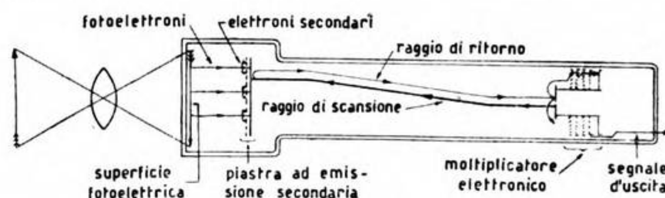


Fig. 1. — Schema del nuovo tubo.

un iconoscopio, in modo che le varie cariche positive rimangono isolate l'una dall'altra, col risultato di formare un'immagine elettrica corrispondente a quella ottica che era stata proiettata sulla superficie fotosensibile.

All'estremo opposto del tubo è collocato un proiettore elettronico di tipo analogo a quello usato in un comune tubo oscillografico, ed il

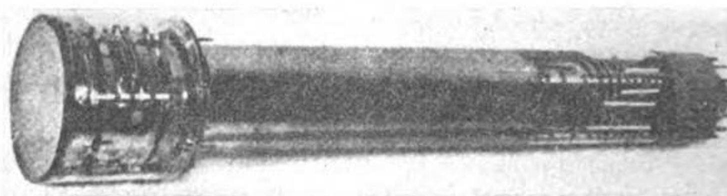


Fig. 2. — Vista del tubo.

raggio catodico analizza nel modo solito la piastra ad emissione secondaria. Gli elettroni del raggio vengono però proiettati verso di questa con velocità molto modesta, anzi più precisamente le tensioni sono stabilite in modo che il raggio possa soltanto avvicinarsi alla piastra per poi ritornare al catodo. Quando tuttavia il raggio catodico avvicina una porzione della piastra su cui sia una carica positiva, la maggior attrazione risultante è sufficiente a causare il deposito di un certo numero di elettroni. La corrente che ritorna al catodo viene così modulata secondo le cariche positive disposte sulla piastra analizzata, cioè secondo la luminosità dei punti dell'immagine ripresa.

Il raggio catodico di ritorno colpisce una superficie ad emissione secondaria disposta ad anello intorno al proiettore elettronico, e quindi genera nuovi elettroni secondari che sono raccolti in un moltiplicatore elettronico. Si ottiene così una nuova amplificazione del segnale foto-

elettrico iniziale, di modo che il segnale che si raccoglie ai capi dell'orticonoscopio è di valore sufficiente anche per immagini di luminosità molto modesta (ad esempio, interni con normale luce artificiale).

Come si può comprendere, si tratta di un tubo molto delicato, data la molteplicità dei fenomeni che concorrono al suo funzionamento. Risulta in particolare assai difficile ottenere una finezza di analisi così elevata come si è potuta ottenere negli attuali iconoscopi, ed a questo proposito sono in corso perfezionamenti. *B. Ce.*

TUBI ELETTRONICI.

I tubi a raggi catodici seguitano ad essere oggetto di studio e di svariate applicazioni da parte di numerosi ricercatori. Nei *Proc. I. R. E.* del giugno 1945, G. Liebmann tratta la **formazione dell'immagine nei tubi a raggi catodici** e la relazione tra la forma della macchia fluorescente e la tensione anodica finale.

Si osserva che, nel sistema ottico elettronico del tubo, la macchia fluorescente, quando sia stata messa a fuoco, è l'immagine del catodo e la sua forma risulta quasi indipendente dalla tensione anodica finale E_A, se si trascurano gli errori delle lenti. L'angolo solido del fascetto elettronico, che procede dalla seconda lente verso la lente focalizzatrice, si contrae in proporzione inversa alla tensione acceleratrice finale (r^2E_A = costante, essendo r il raggio del fascetto). Lo schema ottico equivalente al sistema elettronico è costituito da tre lenti. *C. E.*

* * *

Ai progressi effettuati durante la guerra nel campo dei **magnetron a cavità**, atti alla produzione di potenze d'impulso elevatissime su onde centimetriche, è dedicato un interessante articolo in *Electronics* del gennaio 1946.

Con magnetron sperimentali è stata raggiunta sull'onda di 10 cm una potenza d'impulso di 4000 kW, e coi magnetron effettivamente usati nei radiolocalizzatori e in apparecchi utilizzatori simili, sono state normalmente ottenute sulla stessa onda potenze d'impulso di 1000 kW e sensibilmente oltre. La figura 1 mostra un esemplare di questi tubi, il tipo 720.

Il magnetron a cavità, largamente adottato nei radiolocalizzatori delle forze armate alleate, fu sviluppato in Inghilterra nel 1940 nell'Università di Birmingham. Nel settembre dello stesso anno, la missione tecnica inglese mise uno di tali apparecchi a disposizione delle forze armate degli Stati Uniti d'America. Entro cinque settimane diverse copie del modello inglese erano state già attuate nei laboratori Bell, e nel novembre dello stesso anno veniva già iniziato l'uso di tali magnetron per lo scopo suddetto. Attualmente se ne hanno circa cinquanta tipi, la cui potenza di cresta varia da 2500 W a 1500 kW e la cui frequenza di funzionamento si estende al campo delle onde di 50 cm e più corte.

Il magnetron a cavità, come il magnetron classico, è sostanzialmente un dipolo. Consiste in un catodo cilindrico equipotenziale circondato da un anodo di rame massiccio, avente entro di sè diverse cavità risonanti. In un tubo tipico la sezione trasversale di ciascuna cavità ha la forma di un « buco da serratura ». La cavità risonante vera e propria è un tubo cilindrico tagliato entro l'anodo, comunicante con la camera centrale del catodo attraverso una sottile fessura. Le varie cavità risonanti sono eccitate ciascuna dagli elettroni emessi dal catodo, messi in rotazione per opera del campo magnetico assiale, che attraversano la fessura. Le dimensioni della cavità sono scelte in modo che la sua frequenza naturale sia la frequenza che si desidera produrre. La distanza fra le fessure è tale che le cavità adiacenti oscillino in opposizione di fase, e cioè la tensione su una fessura risulti opposta a quella esistente sulla fessura adiacente; deve pertanto essere disposto un numero di cavità pari perchè tale successione di polarità possa essere mantenuta. La potenza di uscita viene estratta dal tubo mediante una spira di accoppiamento inserita in una delle cavità.

Il circuito del magnetron a cavità è molto semplice; per ragioni di sicurezza e praticità l'anodo è collegato alla massa. Due dati molto importanti sono il valore della potenza media e della potenza massima d'impulso che il magnetron può fornire in regime impulsivo. La potenza di picco è limitata dalla capacità emissiva del catodo durante l'impulso, e comunque non può essere maggiore della potenza in regime medio erogabile dal tubo, divisa per la durata relativa dei guizzi (ad esempio, con guizzi di 1 μs della frequenza di 1000 Hz la potenza di cresta non può superare un valore mille volte tanto quello della potenza media). La potenza media dipende essenzialmente dall'attitudine dell'anodo a dissipare potenza; grazie al radiatore connesso con l'anodo e all'uso di aria soffiata, essa può raggiungere valori dell'ordine di varie centinaia di watt ed anche di qualche migliaio; come si è detto le potenze d'impulso possono raggiungere valori di 1000 kW ed oltre.

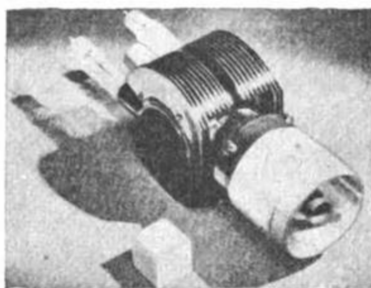


Fig. 1. — Magnetron del tipo 720.

Evidentemente la frequenza generata dal magnetron a cavità non può essere variata a piacere entro limiti ampi; regolando l'aggiustamento del carico, tuttavia, la frequenza stessa può essere spostata in un intervallo di circa 1 o 2 %. Sono stati per di più attuati speciali magnetron accordabili, nei quali, mediante aggiustamento di una piastra che costituisce una specie di chiusura delle cavità e della camera di catodo, la frequenza può essere spostata fin'anche del 10 %. Una gamma relati-

vamente vasta può sempre essere ottenuta mediante più tubi distinti; tipica, ad esempio, la serie dei sei tubi 4 J 36 ÷ 4 J 41, che permette di coprire la banda da 3400 a 3700 MHz suddivisa in sei bande della larghezza di 50 MHz ciascuna.

Il rendimento dei magnetron a cavità raggiunge valori che, data la corta lunghezza d'onda, devono essere ritenuti veramente considerevoli e che sono in pratica compresi tra 20 e 60 %. Il valore del campo magnetico richiesto per il funzionamento è compreso generalmente tra 1000 e 3000 Gs per i magnetron normali da 30 cm, mentre valori più alti, sino a 6000 Gs, sono usati ad esempio in quelli per 3 cm. Nei tipi più moderni il campo magnetico è ottenuto mediante magneti permanenti di « alnico » od altro materiale simile. In alcuni tipi recenti il magnete fa addirittura parte integrante della struttura del tubo, ciò che può essere conveniente nel caso di tubi a potenza moderata o di corta lunghezza d'onda.

L'articolo riporta anche interessanti considerazioni circa il modo di ottenere dai magnetron un funzionamento regolare e soddisfacente. Per varie ragioni, e soprattutto per il fatto dell'influenza esercitata sull'oscillazione dal valore della tensione anodica, si richiede che l'impulso sia per quanto possibile di forma rettangolare e di durata non eccessivamente piccola; si possono avere altrimenti oscillazioni spurie. Importante è altresì la costanza del campo magnetico. Varie curve mostrano l'influenza dei vari fattori sulla frequenza di oscillazione e sulla potenza erogata dai tubi; un'interessante tavola riporta i dati generali di diversi magnetron tipici. Nella banda L, tra 25 e 50 cm, si ha ad esempio il tubo 700 HD, che fornisce frequenze intorno ai 700 MHz con la potenza di picco di 100 kW, con una corrispondente tensione di 12 kV, una corrente di 10 A ed una potenza media di alimentazione di 120 W; ed i tubi 4 J 21 - 4 J 30, che per una frequenza dell'ordine di 1300 MHz forniscono 800 kW di cresta, con 28 kV, 60 A ed una potenza media di alimentazione di 1500 W. La banda S, da 8 a 11 cm, comprende i piccoli tubi 2 J 38 - 2 J 39 funzionanti ad una frequenza di circa 3300 MHz con una potenza di cresta di 12,5 kW; ed il tubo 720 AY ed EY, che sulla frequenza di circa 2800 MHz fornisce una potenza di cresta di 1000 kW, con 25 kV, 70 A ed una potenza media di alimentazione di 1500 W. Nella banda X, intorno ai 3 cm, è infine da notare, ad esempio, il tubo 4 J 52, che su una frequenza di circa 9400 MHz fornisce 60 kW di cresta, con una tensione di 15 kV, una corrente di 20 A ed una potenza media di alimentazione di 300 W.

F. Ve.

* * *

Dati molto interessanti a proposito di **tubi generatori di onde ultracorte** attualmente costruiti in America sono forniti da J. Byrne in *Electronics* del gennaio 1946. Si tratta di una serie di tubi usati per stazioni disturbatrici contro i radiolocalizzatori, dai quali sono per-

tanto richiesti funzionamento continuo, grande potenza e lunghezze d'onda analoghe a quelle di questi ultimi.

Il grafico della figura 1 indica la massima potenza ricavabile in regime continuo dai vari tubi al variare della frequenza. Particolarmente interes-

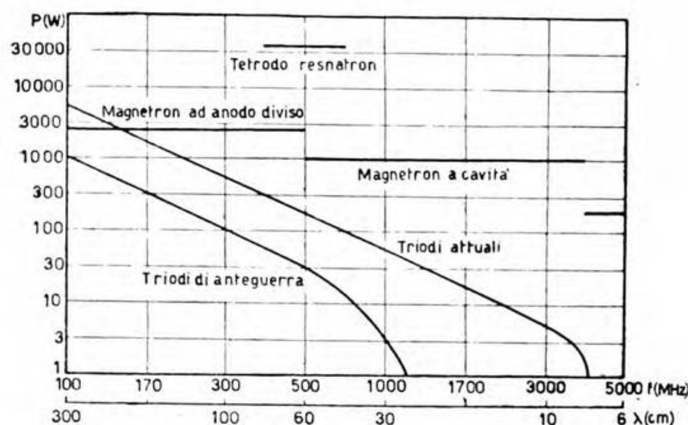


Fig. 1. — Massima potenza ricavabile in regime continuo da vari tipi di tubi.

sante il comportamento del tetrodo « resnatron », di cui però non è dato alcun particolare, il quale può fornire la potenza di 50 kW sino ad onde di 60 cm. Si deve pure notare come anche coi tubi a triodo di nuova costruzione si sia ottenuta la possibilità di generare potenze dell'ordine di qualche watt sino a lunghezze d'onda intorno ai 10 cm. Mediante oscillatori a magnetron si riesce a coprire tutta la gamma di lunghezze d'onda sino a 6 cm e oltre: più precisamente mediante magnetron ad anodi separati si ottengono 3 kW sino a 60 cm, e con anodi a cavità si può avere la potenza di 1 kW sino a qualche centimetro.

F. Ve.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

Como ad Alessandro Volta. — C. Marzorati, Como, 1945. — Un volume di 238 pagine, con un ritratto a colori e numerose tavole fuori testo. — Prezzo L. 300.

Il Municipio di Como e il Comitato per le onoranze a Volta, in occasione del secondo centenario della nascita, hanno curato la pubblicazione del bel volume, che si apre con le Effemeridi Voltiane, le quali vanno dalla nascita, avvenuta in Como il 18 febbraio 1745, fino alla morte, avvenuta egualmente in Como il 5 marzo 1827. Nel volume sono ordinatamente raccolti i seguenti contributi monografici: « La mente e l'anima di Alessandro Volta » (E. Rota); « Volta e l'università di Pavia » (P. Vaccari); « L'opera scientifica di Alessandro Volta » (G. Polvani); « L'ultimo episodio della vita scientifica di A. Volta: la questione della difesa contro la grandine » (C. Volpati); « Saggio di iconografia voltiana » (F. Frigerio); « La società comasca ai tempi del Volta » (L. Rovelli); « Le onoranze comasche a Volta » (G. Aliati); « I luoghi sacri alla memoria di Volta » (F. Frigerio); « L'opera del Volta nello sviluppo dell'industria elettrica » (Società Idroelettrica Comacina). I contributi sono accompagnati da larga copia di pregevoli illustrazioni. *Di.*

***

G. Mannino-Patanè. — *Circuiti oscillatori. Teorie ed applicazioni.* — U. Hoepli, Milano, 1945. — Un volume di XXI-376 pagine, con 263 figure. — Prezzo L. 190.

Questo libro, che si compone di venti capitoli, ripartiti in cinque parti più un'appendice, e si presenta in una buona veste tipografica, vuol essere una completa illustrazione del circuito oscillatorio, nelle svariate funzioni che esso è chiamato ad assolvere nel campo delle alte frequenze. Per meglio raggiungere tale intento, com'è detto nella prefazione, l'autore ha voluto ispirarsi, nella composizione di alcuni capitoli, a vari lavori e studi di autori italiani. Effettivamente si riconoscono nel libro pagine della letteratura tecnica degli ultimi anni; chè anzi alcuni capitoli sono quasi integralmente tratti — con poche modifiche formali nel particolare, nei simboli e nelle notazioni, per ottenere una certa omogeneità — da articoli pubblicati in « Alta Frequenza » da P. Bargel-

lini, M. Boella, N. Carrara; altri capitoli sono stati tratti da un precedente libro dell'autore e da due di G. Dilda.

Le fonti utilizzate sono elencate in principio del volume e a tale elenco il lettore viene richiamato con note all'inizio dei singoli capitoli. Parrebbe tuttavia che, data l'entità del materiale attinto, non sarebbe stata inopportuna una maggiore evidenza delle fonti in corrispondenza dei brani utilizzati e sotto le figure integralmente riprodotte, come sembra, in casi siffatti, buona consuetudine della letteratura tecnica.

A parte queste considerazioni, si pensa che in generale un libro non si avvantaggi di così integrale utilizzazione di contributi originali, i quali hanno altri scopi e non sempre, anzi di rado, sono facilmente accessibili per una vasta cerchia di persone, specialmente quando si dedicano a campi di conoscenze molto specializzati. Ne nasce una notevole disomogeneità di contenuto e si rendono facili ripetizioni e sovrapposizioni, le quali, se non sono chiaramente presentate e discusse, risultano spesso di danno, perchè ingenerano confusione nel lettore, anzichè aiutarlo ad osservare i fenomeni sotto diversi aspetti.

Ben si conosce quanto sia lungo e faticoso compendiare in un libro le nozioni apparse nella letteratura tecnica periodica sotto forma di articoli originali, e si concorda sull'essere forse un tale lavoro non sùbito commercialmente proficuo; ma si pensa che, anche a costo di qualche momentaneo sacrificio, il compenso che si trarrebbe, magari a più lunga scadenza, dal prestigio che può derivare da una più severa preparazione e selezione delle opere, consentirebbe in definitiva un maggior profitto materiale e soprattutto metterebbe in miglior luce il contributo italiano al progresso scientifico e tecnico. *M. B.*

***

U. TIBERIO. — *Introduzione alla radiotelemetria (Radar)*. — Rivista Marittima, Roma, 1946. — Un volume rilegato di 277 pagine, con 137 figure. — Prezzo L. 300.

Un settore della ricerca scientifica, che ha esercitato influenza di grande rilievo su l'andamento della seconda guerra mondiale, è costituito dalla radiotecnica ed in particolare dalle applicazioni di essa, sia all'avvistamento di bersagli (navi e soprattutto aeroplani) durante la notte od anche a distanze molto maggiori che il raggio di visibilità diurna, sia alla determinazione della loro distanza e della loro posizione rispetto all'osservatore, al rilievo delle caratteristiche dei loro movimenti, e a tutte le altre applicazioni connesse (altimetri, radioguide, sbarramenti, apparecchi di riconoscimento, d'intercettazione e di disturbo). Tutto ciò è stato tenuto, fino a poco tempo fa, gelosamente segreto, sì che soltanto con l'andar del tempo diventeranno di pubblico dominio i risultati del grandioso lavorìo scientifico e tecnico compiuto in quel campo dai maggiori paesi belligeranti. Si apprenderà allora con sorpresa quale

parte abbia avuto la nuova tecnica nell'imporre alla Germania dapprima la rinuncia all'invasione dell'Inghilterra e più tardi il brusco e drammatico arresto della campagna sottomarina in Atlantico.

L'insieme degli studi in questione prenderà probabilmente il nome di *radiotelemetria*, derivandolo dalla più importante e più diffusa fra le applicazioni considerate, sebbene esso non sia rigorosamente comprensivo di tutte. Mentre nella stampa di informazione ed in quella scientifica e tecnica si moltiplicano rapidamente gli scritti su l'argomento e rendono popolare la sigla dei così detti « radar » degli Anglosassoni, è assai opportuna la sollecita comparsa di un libro italiano su l'argomento.

Scopo della pubblicazione è quello di documentare il nostro contributo allo sviluppo della radiotelemetria. Tale contributo, per merito degli specialisti operanti nell'orbita delle Forze armate ed in particolare di quelli della Marina, cui l'autore appartiene, è stato nel campo teorico ed in quello della ideazione assai notevole; sì che la lettura del libro è motivo di compiacimento e di ravvivata fiducia. Nelle attuazioni pratiche, per effetto della limitata attrezzatura industriale e delle tremende difficoltà ben presto createci dalla guerra, non abbiamo potuto competere con chi disponeva di mezzi praticamente illimitati in confronto con i nostri. Ad ogni modo le notizie, che man mano compaiono sui risultati conseguiti all'estero, confermano che in linea concettuale non eravamo fuori strada e neppure indietro, chè anzi su qualche punto potevamo considerarci in prima linea.

Il libro non vuol essere un trattato completo e maturo sull'argomento, il quale del resto è troppo recente e forse ancora troppo « fluido » per adattarsi a tale sistemazione. Dato lo scopo opportunamente propostosi, l'autore ha anche rinunciato a raccogliere un'aggiornata documentazione del lavoro compiuto fuori d'Italia; ciò avrebbe probabilmente imposto l'indugio di qualche anno, mentre premeva, ed in certo senso risultava più utile, tratteggiare il quadro del contributo italiano, in modo del tutto indipendente da ciò che fu fatto all'estero.

Il carattere del libro si riflette su la sua struttura. Nella premessa si ricordano innanzi tutto i radioecometri per le ricerche ionosferiche, s'illustra il passaggio da essi ai radiolocalizzatori, e si espongono i criteri seguiti nella compilazione del volume; il quale compare per ora diviso in tre parti, di difficoltà gradualmente crescente. La prima offre uno sguardo d'insieme su la radiotelemetria, senza particolari teorici nè tecnici, ed è accessibile a chi disponga di modesta cultura nel ramo; la seconda contiene gli schemi elettrici dei vari tipi di apparecchi ed è destinata specialmente ai radiotecnici; la terza infine si rivolge anche agli specialisti ed agli studiosi. Ne è poi prevista per le edizioni future una quarta dedicata in particolare ai radiotachimetri (1).

In conformità con i criteri adottati, nella prima parte si tratta della

(1) U. TIBERIO: I radiotachimetri - Ricerca Scientifica, 1945, XV, p. 515; recensito in A. F., 1946, XV, p. 34 (nel presente fascicolo).

diffusione delle onde hertziane che investono un ostacolo, della struttura schematica del radiotelemetro oscillografico, dei dispositivi goniometrici ad esso applicati, degli apparecchi panoramici o « telemetrini », dei dispositivi tachimetrici (sbarramenti e altimetri), delle radioguide, dei mezzi di riconoscimento, degl'intercettatori, dei disturbatori, ed infine degli usi bellici (difesa contraerea, offesa aerea, applicazioni navali) e civili della nuova tecnica.

Nella seconda parte sono presentati e illustrati gli schemi dei telemetri nelle loro varie parti, negli organi ausiliari ed anche nelle forme speciali destinate a funzioni particolari. I vari problemi inerenti alla tecnica dei radiotelemetri sono esaminati partitamente e si descrivono perciò: piloti di cadenza, manipolatori, oscillografi catodici ad asse rettilineo e ad asse circolare, oscillatori, ricevitori, antenne a fascio, alimentatori e via dicendo. La tecnica delle onde usate in radiotelemetria, che vanno dalle lunghezze di uno o due metri per gli apparecchi di avvistamento a quelle di pochi decimetri e magari di alquanti centimetri per i telemetrini e per gli altri usi speciali, viene descritta ed illustrata mediante dati sugli apparecchi e sui tubi elettronici, specie su quelli ingegnosamente studiati ed attuati in Italia per tali applicazioni.

Infine nella terza parte sono esposte le nozioni teoriche essenziali per la radiotelemetria e sono riportati vari dati tecnici. Al calcolo delle portate raggiungibili si ricollega lo studio: della riflessione prodotta dal suolo, della conseguente formazione delle così dette iperboli di luce e di ombra, della distorsione degli echi e delle anomalie di propagazione, dell'influenza del rumore di fondo su la percettibilità del segnale, degli errori di lettura. Il penultimo capitolo è dedicato ai calcoli relativi agli oscillatori e l'ultimo ai disturbatori, agli intercettatori ed agli sbarramenti.

Come si è detto, il libro non ha carattere definitivo, ma vi è ragione di compiacersi per il fatto che sia stata tempestivamente documentata l'opera degli Italiani in un campo, la cui importanza scientifica va al di là delle particolari applicazioni belliche che ne determinarono lo sviluppo. Ed è giusto ricordare i nomi degli specialisti italiani che l'autore elenca e che, insieme con lui e con l'aiuto di fabbriche italiane (Allocchio e Bacchini, F.I.V.R.E., Marelli, S.A.F.A.R. ed altre), hanno avuto parte notevole nell'impresa: Carrara, Castellani, Gnesutta, Latmiral, Marino, Matteini, Paolini, Sacco, Vecchiacchi, Zannoni ed altri ancora.

L'edizione, arricchita da gran numero di figure schematiche, se pure risente in qualche punto dell'affrettato approntamento, è assai bella e, tenuto conto delle presenti circostanze, invidiabilmente decorosa. *Di.*

Vol. XV Marzo 1946 N. 1

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Dans de très nombreux cas les liaisons radio à ondes ultra-courtes avec des stations relais intermédiaires peuvent être avantageusement employées dans la téléphonie à plusieurs canaux pour grandes distances. À la base de leur technique est la solution de plusieurs questions fondamentales, comme celles du choix de la longueur d'onde, du type de modulation de l'onde porteuse, du système multiplex, du procès de répétition aux stations relais, de la meilleure distance entre ces dernières. Le problème présente des aspects particuliers dans l'Italie en rapport avec la nature montagneuse du sol; la possibilité d'installer les stations dans des localités naturellement surélevées évite souvent l'usage de tours construites exprès pour le soutien des antennes pour obtenir la visibilité, avec le conséquent avantage d'une remarquable économie, et permet encore dans beaucoup de cas de réduire sensiblement le nombre des stations relais par suite des conditions améliorées de visibilité à distance. Quelques intéressantes solutions typiques sont indiquées à but d'exemple.

Pour le mesure aux basses tensions et aux fréquences industrielles des petits angles de perte, avec le pont de Schering, on a étudié et réalisé un double pré-amplificateur a triode inséré entre le pont et le transformateur de couplage avec l'amplificateur, de manière que le pont même soit indépendant de tout potentiel d'écran ou d'asymétrie vers la terre, déterminé par le transformateur ou le détecteur-amplificateur.

Le double pré-amplificateur est disposé symétriquement à pont, et réglé en régénération par courant, de manière que l'amplification soit, au possible, indépendante de l'amplitude de la tension alternative appliquée aux grilles. L'asymétrie, dans les normales conditions de mesure, est résultée environ de 0,5/10 000, et en tous les cas, bien au dessous de l'incertitude qu'on trouve dans les mesures des angles de perte. Le pré-amplificateur est suivi par un amplificateur à deux étages et par un détecteur formé par un galvanomètre à c. c. et à lecture directe, avec un redresseur à l'oxyde de cuivre.

Les mesures effectuées sur des échantillons artificiels et sur diélectriques industriels, ont démontré que avec une tension maximum de 500 V à 50 Hz on a obtenu des valeurs d'angles de perte de l'ordre de 10^{-5}, avec une incertitude maximum de 5 % même quand la capacité de l'échantillon est environ de 50 μμF.

CONTENTS

independent from the applied grid alternating voltage amplitude. The asymmetry percentage, on the normal measure requirements, is about 0,5/10 000, and always less that the uncertainty proved on the low loss angle measurements. The pre-amplifier is followed from a two stages thermionic amplifier and a detector consisting of a direct reading d. c. galvanometer with a copper oxide rectifier.

The measurements carried out on artificial and industrial dielectric's samples have shown that at 50 Hz and with a maximum of 500 V loss angle values of about $1 \cdot 10^{-5}$ can be measured and have given an uncertainty not greater than 5%, although the capacity of the tester was nearly of 50 μμF.

The analytical expression of the specific acoustical impedance of a spherical n-order vibrator is dealt with and the equivalent electric circuit is stated.

INHALT

In zahlreichen Fällen ist es möglich, Ultrakurzwellen-Verbindungen mit Relais-Zwischenstationen in der Mehrfachkanal-Telephonie vorteilhaft zu verwenden. Vorbedingung zu ihrer technischen Verwirklichung ist die Lösung verschiedener grundsätzlichen Fragen, wie die Festlegung der Wellenlänge, des Modulationssystems, des Multiplexsystems, des Wiederholungssystems bei den Relais-Stationen, der geeignetsten Entfernung zwischen den Relais-Stationen. Das Problem gibt in Italien wegen der gebirgischen Bodenbeschaffenheit zu besonderen Betrachtungen Anlass. Da die Möglichkeit besteht an bestimmten, von Natur aus erhöhten Punkten, die Zwischenstationen zu errichten, kann man auf antennentragende, sichtermöglichende Türme oft verzichtet werden: ausserdem gibt dies in manchen Fällen die Möglichkeit, infolge der verbesserten Sichtweite, die Zahl der Relais-Stationen zu vermindern. Einige interessante typische Lösungen sind als Beispiele angeführt.

Um kleine Verlustwinkel bei niedrigen Spannungen und industriellen Frequenzen mit Schering-Brücke zu messen, hat man ein zwischen der Brücke und dem Kopplungstransformator des Verstärker eingeschaltet Vorverstärker entwickelt, so dass die Brücke selbst von jedem aus dem Transformator oder Detektorverstärker bewirkten Schirmpotential oder Erdungsasymmetrie unabhängig ist.

Der Vorvestärker ist symmetrisch an der Brücke eingestellt und mit Stromrückkopplung so reguliert, dass die Verstärkung von Gitterwechselspannung wie möglich anabhängig ist. Bei normalen Messungverhältnissen war der Wert des Asymmetrieprozenten ungefähr 0,5/10 000 und jedenfalls sehr kleiner als die in der Verlustwinkel-Messungen eingetroffene Ungewissheit. Der Vorverstärker ist mit einem Zwei-Stufen-Elektronenverstärker und einem Direkte-Ablesung-Gleichstromgalvanometer mit Kupferoxydulgleichrichter verbindet.

Die Messungen waren an künstlichen oder mit industriell Dielektrikum ausgebauten Proben ausgeführt; mit 500 V als höchste Spannung, bei 50 Hz hat man Verlustwinkel von 10^{-5} gemessen; die Ungewissheit war niemals grösser als 5 %, waren auch die Probekapazitäten von 50 μμF.

Der analytische Ausdruck der akustischen spezifischen Impedanz eines sphärischen Vibrators wird untersucht und die äquivalente elektrische Schaltung festgestellt.



PROF. A. BARBAGELATA, *Direttore responsabile* - Pubblic. autorizzata P 82 A. P. B.
Stabilimento Tipografico AJANI GIOVANNI & CANALE GIACOMO - Corso S. Maurizio 42-A - TORINO

VOL. XV - N. 2 GIUGNO 1946

ALTA FREQUENZA

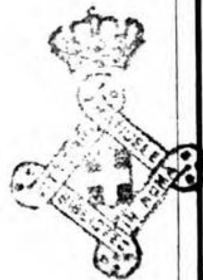
RASSEGNA DI RADIOTECNICA

TELEFONIA

E ACUSTICA APPLICATA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. XV GIUGNO 1946 N. 2

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . . **L. 500**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . » **400**
IL PRESENTE FASCICOLO (trimestrale) . . . . » **150**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . » **120**

ANNATE ARRETRATE: V (1936), VI (1937), CIASCUNA **L. 200**; PER I SOCI **L. 160**. LE SUCCESSIVE, CIASCUNA **L. 250**; PER I SOCI **L. 200**. XIV (1945) **L. 450**; PER I SOCI **L. 350**.

SOMMARIO

Vol. XV Giugno 1946 N. 2

ALTA FREQUENZA



Misure d'impedenza acustica.

Non è davvero nuova l'osservazione di quanto l'acustica applicata abbia ricevuto e stia tuttora ricevendo dall'elettrotecnica, sia per l'elaborazione teorica dei mezzi di ricerca, sia per la loro attuazione pratica. Un esempio cospicuo è offerto dal concetto d'impedenza acustica al quale si ricorre ormai non soltanto nella descrizione delle proprietà degli apparecchi elettroacustici, ma anche in trattazioni di acustica pura: è infatti noto di quale utilità sia stata, per lo sviluppo delle nostre conoscenze sulle proprietà dei materiali in tale campo, l'utilizzazione di codesto concetto per opera soprattutto del Morse e della sua scuola. Lo studio dei materiali insieme con quello delle vibrazioni proprie degli ambienti, che costituisce la versione attuale della teoria della riverberazione, appare imperniato e nel medesimo tempo dominato dalla conoscenza dell'impedenza acustica.

Per la misura di essa, anche prima della recente, più intensiva sua utilizzazione, erano stati elaborati molti metodi, via via migliorati e perfezionati, alcuni che s'ispirano a schemi elettrici classici, come quelli a ponte, altri invece più prossimi ai procedimenti in uso nella tecnica delle alte frequenze, altri in fine che dai metodi elettrici più o meno si scostano.

L'esecuzione di misure d'impedenza acustica non è facile, se non altro perchè si desidera avere la possibilità di conoscere il risultato per un intervallo di frequenze molto ampio, con lunghezze d'onda cioè che vanno dai metri ai centimetri, talchè ogni metodo escogitato è particolarmente adatto ad una certa gamma o addirittura ad un certo valore dell'impedenza. Ciò spiega la grande varietà dei procedimenti ed anche il frequente apparirne di nuovi, o di varianti e perfezionamenti ad altri già conosciuti e applicati.

Il professore SACERDOTE, non nuovo a questi studi (1), in una nota di carattere teorico, propone ora talune varianti alla classica misura delle impedenze acustiche con un sistema di onde stazionarie in un tubo di Kundt. L'eleganza di alcune delle possibilità prospettate è suggestiva, anche se l'attuazione sperimentale potrà risultare presumibilmente non sempre agevole.

Telefonia con frequenze vettrici.

Il complesso delle comunicazioni telefoniche interurbane e telegrafiche è impostato, nel nostro Paese, sul cavo telefonico nazionale, che percorre la penisola in tutta la sua lunghezza, spingendosi in Sicilia fino a Palermo e diramandosi da Bologna in tre bracci: uno verso occidente a collegare l'importantissimo triangolo Milano-Torino-Genova, l'altro verso settentrione sino al Brennero ed il terzo verso oriente sino a Trieste, Fiume e Tarvisio. Per le azioni belliche, questo cavo ha subito danni ingentissimi: basti accennare al fatto che, da Napoli in su, esso è stato interrotto pressochè in corrispondenza di tutti i ponti, che oltre cento posti di pupinizzazione sono stati guastati, che molte amplificatrici furono completamente distrutte ed altre spogliate di tutte o di gran parte delle apparecchiature. Si tratta pertanto di un organismo gravemente colpito, ma ciò nonostante tuttora vivo e vitale, sia in grazia del fatto che alla sua riparazione fu provveduto mentre ancora durava la guerra, per l'importanza ch'esso rivestiva per le comunicazioni militari, sia perchè i guasti, se pur gravi, risultano poi percentualmente limitati: su 3550 km di rete soltanto 55 km sono da sostituire completamente, dato che le accomodature furono effettuate con spezzoni di cavo di tipo diverso, mentre una parte notevole delle apparecchiature asportate dalle amplificatrici è stata recuperata.

Tutto ciò fa reputare conveniente una riparazione completa, mentre si può pensare che per vari anni ancora al cavo suddetto, integrato dai cavi delle società concessionarie, aventi tuttavia importanza regionale, rimanga affidato lo svolgimento del traffico telefonico interurbano e di gran parte di quello telegrafico.

Pur avendo presente questo stato di fatto, non rimangono tuttavia meno interessanti — e sono anzi da considerarsi molto importanti —

(1) G. SACERDOTE ed E. GOTTA: Determinazione dei parametri elettroacustici di un telefono e misura di impedenze acustiche - A. F., 1932, I, p. 331.

sia il ricercare come si potrà fronteggiare, in un futuro che dobbiamo sperare non lontano, l'aumento di traffico che bisogna ragionevolmente prevedere — tenuto anche conto del fatto che il cavo era già, in alcuni tratti, sovraccarico fin da prima della guerra — sia inoltre il chiedersi come si dovrà sviluppare la rete attuale, che appare ancora troppo rada, perchè limitata ad alcune direttrici.

Tra le varie soluzioni offerte dalla tecnica odierna, avuto riguardo al costo e all'adattarsi delle condizioni del traffico, soprattutto per il completamento della rete nelle zone ora soltanto servite da palificazioni aeree, appare più immediatamente interessante quella dell'uso di frequenze vettrici nei cavi isolati con carta ed aria, nei cavi cioè che si possono dire di tipo ordinario, almeno in paragone con quelli del tipo coassiale.



Sul cavo nazionale sono già stati attuati circuiti telefonici su frequenze vettrici ad un sol canale, in quella misura — vale a dire — che è consentita dall'attuale tipo di pupinizzazione; e d'altro canto si sa del pieno successo conseguito in altri paesi da circuiti a frequenze vettrici a tre canali su bicoppie con pupinizzazione leggerissima. Ma la soluzione che presenta oggi il massimo interesse è quella che prevede il ricorso alle correnti portanti in una gamma di frequenze assai più vasta, le quali richiedono a loro volta l'uso di bicoppie non pupinizzate. Quasi normale è l'adozione dei sistemi con dodici canali, di cui la letteratura tecnica ha già fornito notizie dei principi informatori e dei risultati pratici (2).

Dall'uso di essi nascono tuttavia una serie di notevoli questioni, per cui sono state offerte altresì soluzioni diverse, talchè apparisce di notevole interesse l'analisi, anche comparativa, fattane dall'ingegnere LUCANTONIO nell'articolo che pubblichiamo. In esso egli studia inoltre, con una teoria semplificata della propagazione, le costanti primarie e secondarie dei circuiti in cavi con carta ed aria, che sembrano i più adatti sotto l'aspetto economico all'applicazione in esame, mentre presenta un quadro aggiornato delle caratteristiche dei sistemi sinora in uso.

LA REDAZIONE.

---

(2) A. F., 1938, VII, p. 195, 677, 684, 691; 1939, VIII, p. 582.

MISURE DI ASSORBIMENTO ACUSTICO COL METODO DELLE ONDE STAZIONARIE

GINO SACERDOTE

Si ricercano le relazioni che legano le pressioni rilevate in due o in tre punti diversi di un tubo ad onde stazionarie, e si dimostra che dalla conoscenza di tali pressioni si possono dedurre i valori dell'impedenza acustica di chiusura del tubo, del potere riflettente del materiale di chiusura, e della densità di energia nel tubo stesso.

1. - Si esaminano nel presente lavoro alcune varianti al classico metodo di misura di impedenze acustiche e poteri assorbenti col metodo delle onde stazionarie in un tubo di Kundt.

Indicando con p la pressione e con v la velocità in un tubo ad onde stazionarie e con $Z_0 = \delta\, c$ l'impedenza caratteristica dell'aria, si ha:

$$p = jZ_0\left(B \cos \frac{\omega x}{c} - A \operatorname{sen} \frac{\omega x}{c}\right), \quad v = \left(A \cos \frac{\omega x}{c} + B \operatorname{sen} \frac{\omega x}{c}\right);$$

Se si adotta un sistema di coordinate tale che per $x = 0$ si abbia il terminale del tubo nel quale viene sistemata l'impedenza da misurarsi Z, mentre per $x = l$ si abbia la pressione P, si ottiene in definitiva:

$$p = P \frac{Z \cos \frac{\omega x}{c} - j\, Z_0 \operatorname{sen} \frac{\omega x}{c}}{Z \cos \frac{\omega l}{c} - j\, Z_0 \operatorname{sen} \frac{\omega l}{c}}$$

$$v = \frac{P}{Z_0} \frac{Z_0 \cos \frac{\omega x}{c} - j\, Z \operatorname{sen} \frac{\omega x}{c}}{Z \cos \frac{\omega l}{c} - j\, Z_0 \operatorname{sen} \frac{\omega l}{c}}.$$

Nello studio dei materiali acustici interessa conoscere l'impedenza acustica Z, il coefficiente di riflessione $\dfrac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$, il coefficiente di assor-

bimento $\dfrac{2\,Z_0}{Z+Z_0}$, il potere assorbente mod $\dfrac{4\,Z\,Z_0}{(Z+Z_0)^2}$, il potere riflettente mod $\left(\dfrac{Z-Z_0}{Z+Z_0}\right)^2$.

Se si misurano le pressioni p_1 e p_2 in due punti diversi del tubo x ed y, si ha la relazione (posto per brevità $X = \omega\, x/c$ ed $Y = \omega\, y/c$):

$$p_1 = p_2 \frac{Z \cos X - jZ_0 \operatorname{sen} X}{Z \cos Y - jZ_0 \operatorname{sen} Y},$$

dalla quale si può ricavare l'espressione di Z in funzione della pressione (in ampiezza e fase) in due punti del tubo:

$$Z = j\,Z_0 \frac{p_1 \operatorname{sen} Y - p_2 \operatorname{sen} X}{p_1 \cos Y - p_2 \cos X};$$

posto ancora $p_1 = K\, p_2\, e^{\,j\varphi}$, si ottiene in definitiva:

$$Z = j\,Z_0 \frac{(K \operatorname{sen} Y \cos\varphi - \operatorname{sen} X) + j\,K \operatorname{sen} Y \operatorname{sen}\varphi}{(K \cos Y \cos\varphi - \cos X) + jK \cos Y \operatorname{sen}\varphi}.$$

Quindi si ricava l'impedenza acustica dalla misura della differenza di fase e del rapporto tra le due pressioni p_1 e p_2. Si presentano due casi particolarmente interessanti: si regolano la frequenza o la distanza fra i due microfoni in modo tale che si abbia $\varphi = 90°$; in tal caso:

$$Z = j\,Z_0 \frac{\operatorname{sen} X - j\,K \operatorname{sen} Y}{\cos X - j\,K \cos Y}.$$

Se invece si ha $K = 1$:

$$Z = Z_0 \frac{\operatorname{sen}(Y-X)\operatorname{sen}\varphi + j[\operatorname{sen}(Y+X)\cos(Y-X) + \operatorname{sen}(Y-X)\cos\varphi]}{1+\cos(Y+X)\cos(Y-X) - [\cos(Y+X)+\cos(Y-X)]\cos\varphi}.$$

Può interessare in alcuni casi avere l'espressione in modulo e fase dell'impedenza acustica: il modulo $|Z|$ è dato da:

$$|Z|^2 = Z_0^2 \frac{K^2 \operatorname{sen}^2 Y - 2\,K \operatorname{sen} Y \operatorname{sen} X \cos\varphi + \operatorname{sen}^2 X}{K^2 \cos^2 Y - 2\,K \cos Y \cos X \cos\varphi + \cos^2 X},$$

mentre la tangente dell'angolo di fase ϑ da:

$$\tan\vartheta = \frac{K^2 \operatorname{sen} Y \cos Y - K \operatorname{sen}(X+Y)\cos\varphi + \operatorname{sen} X \cos X}{K \operatorname{sen}(X-Y)\operatorname{sen}\varphi}.$$

2. - Il potere riflettente ρ è dato da:

$$\rho = \frac{(R-Z_0)^2 + I^2}{(R+Z_0)^2 + I^2} \quad (\text{posto } Z = R + j\,I).$$

Sostituendo in questa espressione i valori ricavati precedentemente si ha:

$$\rho = \frac{K^2 - 2\,K \cos\,(X - Y + \varphi) + 1}{K^2 - 2\,K \cos\,(X - Y - \varphi) + 1}\;.$$

Dall'esame di questa relazione si constata che la determinazione del potere riflettente è funzione di $X - Y$, ossia della distanza dei due microfoni nel tubo, e non della posizione di ciascun microfono, come avviene

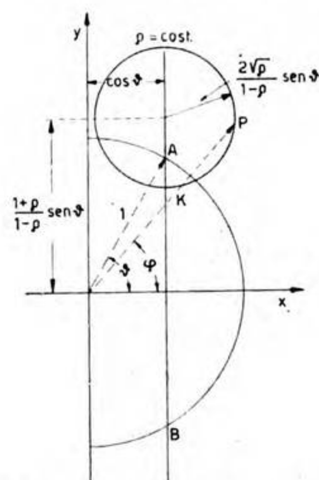


Fig. 1. — Linee di ρ costante in funzione dei parametri K e φ.

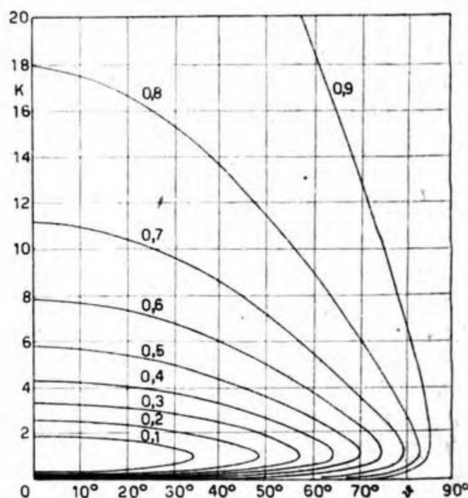


Fig. 2. — Linee di ρ costante nel caso di $\varphi = 90^0$.

nel caso dell'impedenza acustica. Ciò consente la possibilità di una semplice rappresentazione grafica dei vari parametri considerati. Se precisamente si prende in esame il diagramma di ρ costante, rappresentando φ e K come argomento e vettore in un sistema di coordinate polari, si ha allora che le curve $\rho =$ cost. appartengono ad un fascio di cerchi (fig. 1).

In coordinate cartesiane il fascio di cerchi ha l'equazione (posto $\vartheta = Y - X$):

$$x^2 + y^2 - 2\,x \cos \vartheta + 2\,y\,\frac{1 + \rho}{1 - \rho}\,\text{sen}\,\vartheta + 1 = 0\;.$$

Per ciascun valore di $Y - X$, e quindi — fissate le posizioni dei microfoni — della frequenza, si ha un fascio di cerchi; l'asse di simmetria di ciascun fascio è una retta parallela all'asse delle y, di equazione $x = \cos \vartheta$. I punti base del fascio sono su un cerchio di raggio unitario avente il centro nell'origine delle coordinate, e la retta che congiunge il centro

del fascio con l'origine delle coordinate fa un angolo dato da $\vartheta = Y - X$.

Le coordinate del centro di un cerchio $\rho =$ cost. sono:

$$y = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \operatorname{sen} \vartheta , \quad x = \cos \vartheta ;$$

mentre il raggio del cerchio è $\dfrac{2\sqrt{\rho}}{1 - \rho} \operatorname{sen} \vartheta$.

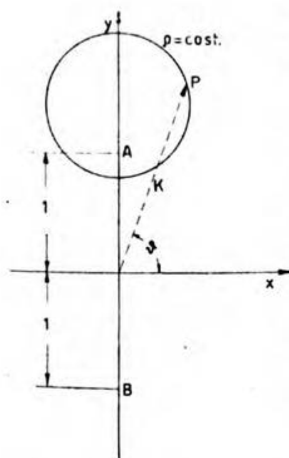


Fig. 3. — Linee di ρ costante, per $\varphi = 90^0$, in un sistema di coordinate polari.

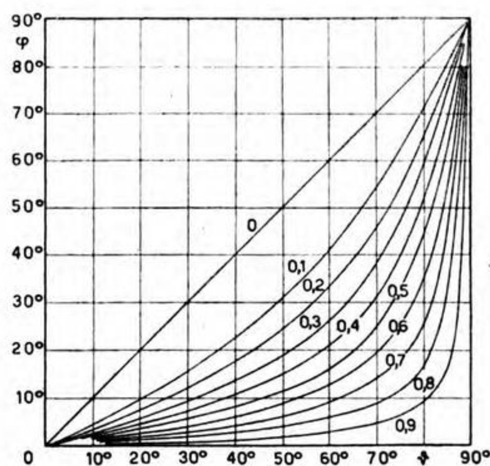


Fig. 4. — Linee di ρ costante, per $K = 1$, in un sistema di coordinate cartesiane.

La misura del potere riflettente si può eseguire per una serie prefissata di frequenze per le quali si disegnano i vari diagrammi; può essere conveniente portare la misura a valori di ϑ multipli dispari di 90°: i vari cerchi hanno per equazione:

$$x^2 + y^2 + 2\, y \frac{1 + \rho}{1 - \rho} + 1 = 0 .$$

Il fascio ha i punti base sull'asse y; scelta la distanza fra i microfoni 166 cm, le frequenze di misura sono: 50, 150, 250, 350, ... Hz, facilmente ottenibili per sincronizzazione su una frequenza unica, mentre per i calcoli è sufficiente ricorrere ad un solo diagramma.

Può convenire di riportare la misura del potere riflettente a quei punti per i quali la differenza di fase è di 90°: allora con un unico diagramma cartesiano, nelle coordinate $\vartheta = Y - X$ e K, quotato per ρ costante, si possono riassumere tutti i dati della misura (fig. 2).

Se invece si adotta un sistema di coordinate polari, nel quale siano K il raggio vettore e ϑ l'argomento, si ha per ρ costante un fascio di cerchi, avente i punti base sull'asse delle y, a distanza di $+1$ e -1 dall'origine (fig. 3).

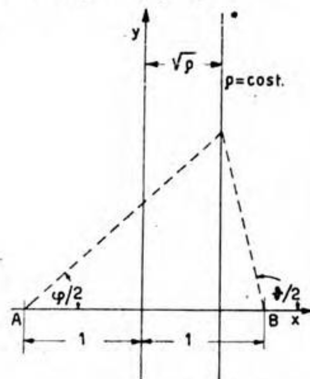


Fig. 5. — Linee di ρ costante, per $K = 1$, in un sistema di coordinate bipolari.

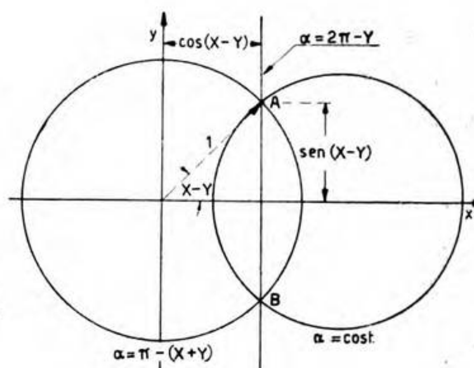


Fig. 6. — Linee di differenza di fase costante del coefficiente di riflessione.

Si presenta infine la possibilità di limitare le misure al caso di $K = 1$; allora:

$$\rho = \frac{1 - \cos(\vartheta - \varphi)}{1 - \cos(\vartheta + \varphi)}, \quad \sqrt{\rho} = \frac{\tan \vartheta/2 - \tan \varphi/2}{\tan \vartheta/2 + \tan \varphi/2}.$$

Usando un sistema di coordinate cartesiane in ϑ e φ si hanno i diagrammi di figura 4.

Se invece si adotta un sistema di coordinate bipolari in $\vartheta/2$ e $\varphi/2$, si ha un sistema di rette parallele, e precisamente si ha $-x = \sqrt{\rho}$, traducendo in cartesiano il sistema bipolare (fig. 5).

3. - Con le considerazioni precedenti si sono trovate le espressioni che dànno il potere riflettente, ossia il modulo del coefficiente di riflessione $\frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$. Per la ricerca dei valori dell'impedenza acustica Z può essere conveniente ricorrere alla determinazione del coefficiente di riflessione, noto in ampiezza e fase. L'ampiezza si ha dalla conoscenza del potere riflettente; per la fase α si perviene alla relazione:

$$\tan \alpha = \frac{K^2 \operatorname{sen} 2Y - 2K \operatorname{sen}(X + Y) \cos \varphi + \operatorname{sen} 2X}{K^2 \cos 2Y - 2K \cos(X + Y) \cos \varphi + \cos 2X}.$$

Ammessi stabiliti X ed Y, si può costruire un diagramma in coordinate polari K e φ, quotato per α costante.

Si ha anche in tale caso un fascio di cerchi, che passano tutti per due punti reali $x = \cos(X - Y)$ e $y = \pm \operatorname{sen}(X - Y)$. Questo sistema di cerchi è ortogonale a quello di $\rho =$ cost. Il cerchio che ha centro nell'origine ha per raggio $K = 1$ (fig. 6).

4. - Col metodo precedente si debbono determinare il rapporto di ampiezza e la differenza di fase di due pressioni sonore: siccome la misura di questa seconda grandezza a volte non è agevole, si esamina la possibilità di effettuare una misura ricorrendo alla determinazione della pressione in tre punti del tubo. Posti i tre microfoni in x, y, t, si indichi con H il rapporto in ampiezza tra la pressione in x e quella in y, e con K il rapporto tra la pressione in t e quella in y; si ha:

$$H = \frac{R \cos X + j\,(I \cos X - Z_0 \operatorname{sen} X)}{R \cos Y + j\,(I \cos Y - Z_0 \operatorname{sen} Y)}$$

$$K = \frac{R \cos T + j\,(I \cos T - Z_0 \operatorname{sen} T)}{R \cos Y + j\,(I \cos Y - Z_0 \operatorname{sen} Y)} .$$

Passando alla determinazione del potere riflettente, dopo alcuni calcoli che non presentano alcuna difficoltà concettuale, si perviene a una relazione del tipo:

$$\rho = \frac{A - 2B}{A + 2B},$$

con:

$$A = H^2 \operatorname{sen} 2\,(Y - T) + K^2 \operatorname{sen} 2\,(X - Y) + \operatorname{sen} 2\,(T - X)$$

$$B^2 = - H^4 \operatorname{sen}^4(Y - T) - K^4 \operatorname{sen}^4(X - Y) - \operatorname{sen}^4(Z - X) +$$
$$+ 2\,H^2 K^2 \operatorname{sen}^2(Y - T) \operatorname{sen}^2(X - Y) + 2\,H^2 \operatorname{sen}^2(Y - T) \operatorname{sen}^2(T - X) +$$
$$+ 2\,K^2 \operatorname{sen}^2(X - Y) \operatorname{sen}^2(T - X) .$$

L'espressione del potere riflettente è funzione di $(X - Y)$, $(Y - T)$, $(T - X)$, ossia delle reciproche distanze fra i tre microfoni, e non della loro posizione assoluta nel tubo; fissati i microfoni, si ha come parametro la frequenza; per ogni valore della frequenza si ha una serie di linee quotate per ρ costante, nelle coordinate H^2 e K^2.

Si constata facilmente che nel caso di ρ costante, per una data frequenza, si ha un fascio di coniche date dalla relazione:

$$A^2 \left(\frac{1 - \rho}{1 + \rho}\right)^2 - 4\,B^2 = 0 .$$

Come coniche base si ha per $\rho = -1$, la retta doppia:

$$H^2 \operatorname{sen} 2\,(Y - T) + K^2 \operatorname{sen} 2\,(X - Y) + \operatorname{sen} 2\,(T - X) = 0,$$

e per $\rho = +1$ una parabola tangente agli assi coordinati, avente l'asse parallelo alla retta:

$$H^2 \operatorname{sen}^2(Y - T) = K^2 \operatorname{sen}^2(X - Y) .$$

Per $\rho = 0$ le coniche degenerano in un punto di coordinate $H^2 = K^2 = 1$ (fig. 7).

5. - La rappresentazione generale si può semplificare, se si considera il caso particolare del microfono in y equidistante dai due microfoni in x ed in t. Se si pone allora $D = Y - X = T - Y$; $T - X = 2D$, il fascio di coniche ha per equazione:

$$\left|\frac{1-\rho}{1+\rho}\right|^2 \left[(H^2 + K^2) \operatorname{sen} 2D - \operatorname{sen} 4D\right]^2 +$$

$$+ 4\left[(H^2 - K^2)^2 \operatorname{sen}^4 D - 2(H^2 + K^2) \operatorname{sen}^2 2D \operatorname{sen}^2 D + \operatorname{sen}^4 2D\right] = 0.$$

Si nota la simmetria del fascio rispetto alle rette: $H^2 + K^2 = 0$, $H^2 - K^2 = 0$.

Come coniche particolari si hanno:

per $\rho = 0$, il punto $H^2 = K^2 = 1$;

per $\rho = -1$, la retta $H^2 + K^2 = 2 \cos 2D$;

per $\rho = +1$, la parabola $(H^2 - K^2)^2 \operatorname{sen}^4 D - 2(H^2 + K^2) \operatorname{sen}^2 2D \cdot \operatorname{sen}^2 D + \operatorname{sen}^4 2D = 0$, la quale è tangente agli assi coordinati in $H^2 = K^2 = 4\cos^2 D$ ed ha come coordinate del vertice $H^2 = K^2 = \cos^2 D$;

per $\rho = \dfrac{1 - \tan D}{1 + \tan D}$, un cerchio di raggio $2\sqrt{2} \cos D \sqrt{\cos 2D}$.

Per gli altri valori di ρ le coniche sono ellissi: il fascio ha come punti base due punti immaginari, ossia le varie coniche non hanno punti reali comuni. Le coordinate del centro delle ellissi sono:

$$H^2 = K^2 = \frac{1 + \rho^2 + 2\rho(1 - \cos 2D)}{(1 - \rho)^2} .$$

L'asse delle ellissi sulla retta $H^2 = K^2$ è:

$$\sqrt{2}\, \frac{1+\rho}{1-\rho}\, \frac{2\sqrt{\rho}}{1-\rho}\, 2 \operatorname{sen}^2 D$$

e quello perpendicolare:

$$\sqrt{2}\, \frac{2\sqrt{\rho}}{1-\rho}\, 2 \operatorname{sen} D \cos D .$$

Si hanno quindi tutti gli elementi per tracciare i diagrammi, dato D, per potere riflettente costante.

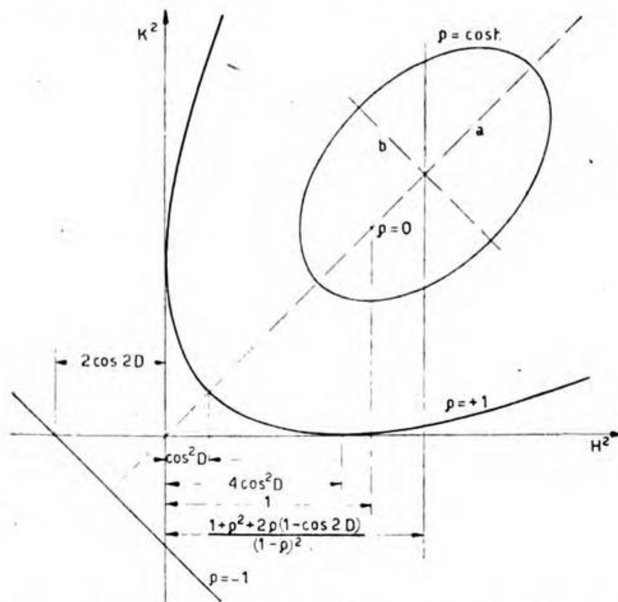


Fig. 7. — Linee di ρ costante in funzione dei parametri H^2 e K^2; i semiassi dell'ellisse sono: $a = \sqrt{2}\,\frac{1+\rho}{1-\rho}\,\frac{2\sqrt{\rho}}{1-\rho}\,2\,\text{sen}^2 D$, $b = \sqrt{2}\,\frac{2\sqrt{\rho}}{1-\rho}\,2\,\text{sen}\,D\cos D$.

6. - Si dimostra facilmente che, nel diagramma di coordinate H^2 e K^2, le linee $Z =$ cost. e quelle di componente immaginaria di Z costante, sono rette che passano tutte rispettivamente per i punti:

$$H^2 = \frac{\text{sen}\,2X}{\text{sen}\,2Y}\,, \quad K^2 = \frac{\text{sen}\,2T}{\text{sen}\,2Y} \quad \text{e} \quad H^2 = \frac{\cos^2 X}{\cos^2 Y}\,, \quad K^2 = \frac{\cos^2 T}{\cos^2 Y}\,.$$

Come si è fatto col metodo dei due microfoni, può essere conveniente ricercare i valori dell'impedenza da diagrammi di modulo e fase del coefficiente di riflessione: per il modulo sono valide le considerazioni fatte per il potere riflettente; la differenza di fase α ha per espressione:

$$\tan\alpha = \frac{H^2\,\text{sen}\,(Y-X)\,\text{sen}\,(T+Y) + K^2\,\text{sen}\,(Y-X)\,\text{sen}\,(X+Y) + \text{sen}\,2\,(Y-X)\,\text{sen}\,(X+T)}{H^2\,\text{sen}\,(Y-X)\cos(T+Y) + K^2\,\text{sen}\,(Y-X)\cos(X+Y) + \text{sen}\,2\,(Y-X)\cos(X+T)}\,;$$

le curve tan α = cost. sono rette che appartengono ad un fascio passante per il punto di coordinate $H^2 = K^2 = 1$.

Si ha quindi una rappresentazione assai semplice dei punti di differenza di fase costante: la posizione delle singole rette dipende non soltanto dalla distanza fra i microfoni, ma anche dalla loro posizione. In ogni caso si hanno le rette:

$$H^2 = \text{cost.}\,, \text{ per } \alpha = \pi - (X + Y)\,,$$
$$K^2 = \text{cost.}\,, \text{ per } \alpha = \pi - (T + Y)\,,$$
$$K = H, \text{ per } \alpha = \pi - 2\,Y.$$

7. - Col metodo di misura esposto si può determinare la densità di energia in un tubo ad onde stazionarie. Con due microfoni a pressione, con le notazioni precedenti, si ha:

$$E = \frac{P^2}{\delta\, c^2}\, \frac{1 + K^2 - 2\,K \cos\varphi \cos(X - Y)}{\operatorname{sen}^2(X - Y)}\,.$$

Col metodo dei tre microfoni, nel caso in cui il microfono centrale sia equidistante dagli altri due, si ha:

$$E = \frac{1}{\delta\, c^2} \left\{ \frac{P_1^2 + P_2^2 - 2\,P_3^2 \cos(Y - X)}{1 - \cos 2\,(Y - X)} \right\},$$

in cui P_1, P_2, P_3 sono le pressioni lette ai tre microfoni di misura, δ la densità dell'aria e c la velocità del suono.

FREQUENZE VETTRICI SU CAVI ISOLATI CON CARTA ED ARIA

FRANCESCO LUCANTONIO

Dopo aver messo in luce l'importanza fondamentale, per il futuro delle telecomunicazioni, dei sistemi a correnti portanti su cavi a coppie o a bicoppie, se ne studiano, alla luce di una teoria semplificata della propagazione, le costanti primarie e secondarie, alle frequenze interessanti i sistemi stessi; s'illustrano le particolarità tecniche relative alla diafonia, ai disturbi ed alle interferenze, connesse con l'uso delle frequenze vettrici su normali cavi isolati con carta ed aria; infine si analizzano le principali caratteristiche dei predetti sistemi, nonchè si espongono considerazioni basilari sugli organi fondamentali che li costituiscono.

1. - Generalità.

Il crescente traffico interurbano dei grandi stati, nonchè i prevedibili suoi futuri sviluppi, richiedono un forte e continuo aumento della disponibilità di circuiti telefonici a grande e media distanza; il loro approntamento peraltro deve rispondere a concetti di economia, nonchè soddisfare a requisiti di una sempre migliore qualità agli effetti della trasmissione. Utilizzando gli attuali sistemi di cavi interurbani si è cercato di sopperire economicamente ed in parte alla richiesta del crescente traffico con la creazione di circuiti a frequenza vettrice su bicoppie di cavi esistenti, le quali offrissero particolari requisiti per i notevoli valori delle frequenze su di esse convogliate. Si ebbe così, sia presso industrie straniere, sia anche, in piccola parte, presso industrie italiane, la creazione di sistemi i quali permettevano sullo stesso circuito, oltre alla comunicazione a frequenza vocale, una, due, tre e anche quattro comunicazioni a frequenza vettrice. Pur tuttavia se il ritrovato riferito forniva, con una certa rapidità ed economia, un discreto numero di nuovi circuiti, era nondimeno limitato dal non poter disporre di una grande banda di frequenza, date le preesistenti caratteristiche dell'impianto già costruito (distanza fra i punti di amplificazione, diafonia minima ammissibile, presenza nel cavo di circuiti di altra natura). Pertanto con l'impiego, attraverso sistematiche esperienze, da parte di grandi laboratori esteri (americani, inglesi, olandesi, svedesi e tedeschi), delle alte frequenze (fino a 72 kHz) su cavi non caricati, si sono potuti attuare

numerosi circuiti di alta qualità (fino a 228 circuiti con 12 canali su cavi a 19 coppie) e nello stesso tempo si è raggiunta una forte economia nei materiali del cavo (per un egual numero di circuiti, si è potuto ridurre il rame nella proporzione di circa 1 a 7 e il piombo nella proporzione di circa 1 a 3), e si è diminuito in tal modo, pur tenuto conto della maggiore spesa delle apparecchiature, in notevole misura il costo complessivo dell'impianto. Per tali ragioni i predetti sistemi, particolarmente adatti alle comunicazioni di notevole lunghezza, presumibilmente formeranno nel prossimo futuro la base di ogni moderna rete di telecomunicazioni. In uno studio economico che raffrontasse, a pari potenzialità di circuiti, il costo complessivo di un impianto con cavi pupinizzati con uno avente cavi a coppie e frequenze vettrici, dovrebbe essere portato in conto, oltre il costo kilometrico dei due tipi di cavo, il costo delle apparecchiature terminali ed intermedie, nonchè le spese di natura civile per la posa dei cavi e per la costruzione dei fabbricati necessari al ricovero delle apparecchiature ed infine le quote capitalizzate afferenti all'esercizio ed alla manutenzione dei due diversi tipi d'impianto.

Si è del pari avuta la possibilità di disporre di un forte numero di circuiti (fino a 400 canali nel sistema del « Post Office » 10/5/8), con mezzi soddisfacenti sotto l'aspetto economico, mediante l'uso di frequenze elevate (fino a 2100 kHz) non più su cavi a coppie isolate in carta ed aria, ma su cavi coassiali di particolare costruzione; peraltro per vari motivi, quali quello del trovarsi impianti del genere nella fase costruttiva e sperimentale, nonchè per alcuni inconvenienti dei predetti sistemi (rigidezza del cavo, rapidità e totalitarietà della messa fuori servizio per guasti di linea, disponibilità di circuiti non giustificata dalla presente e prevedibile situazione del traffico in Italia) non si ritiene che impianti del genere possano trovare nel nostro paese largo sviluppo nel prossimo futuro. Nel presente lavoro quindi ci si limita allo studio dei sistemi di telefonia a frequenze vettrici su cavi a coppie non caricate o su cavi a bicoppie con leggera carica dei quali esistono vari tipi, distinguendosi i vari sistemi per la diversità del numero di canali trasmessi su ciascuna coppia o bicoppia, per i valori delle frequenze vettrici usate, e così via; tuttavia i principi generali su cui si basano e le condizioni alle quali devono soddisfare i cavi che vi si debbono adoperare sono comuni a tutti i sistemi, per cui è possibile studiare questi ultimi prescindendo dalla loro particolare descrizione.

Lo studio delle frequenze vettrici su cavi a coppie non caricate o a bicoppie leggermente pupinizzate si può dividere in due parti: studio dei circuiti e studio delle apparecchiature. Infatti i circuiti in cavo utilizzati con sistemi a frequenze vettrici si comportano in modo differente rispetto ai circuiti ordinari, soprattutto per quanto riguarda il diverso valore dell'attenuazione alle più alte frequenze usate, nonchè per lo scarto fra i valori massimi e minimi di attenuazione nella gamma delle frequenze utilizzate. Per altro, seguendo la teoria elementare, è sufficiente conoscere le costanti primarie dei circuiti alle più alte frequenze utiliz-

zate, per potere, per ogni valore di frequenza, calcolare le costanti secondarie, ottenendosi così, nel modo più semplice, il comportamento dei circuiti nello spettro di frequenze considerate.

È però da notare che sebbene si conseguano soddisfacenti risultati con una teoria che introduce approssimazioni semplificative nelle leggi generali dell'elettromagnetismo, pur tuttavia a causa dei valori delle frequenze in giuoco sui circuiti del cavo (oltre 70 kHz) esaltanti l'effetto di una sempre minor penetrazione del campo elettromagnetico nei conduttori dei singoli circuiti ed in conseguenza della grande vicinanza di questi ultimi, si creano campi elettrici e magnetici, i quali, prodotti per influenza tra conduttori vicini, reagiscono sui circuiti inducenti, modificandone il comportamento, originando una alterazione delle caratteristiche della propagazione e dando luogo in definitiva a diafonia fra i circuiti. Dato l'effetto nocivo dei fenomeni su accennati, si cerca sempre di ridurne le conseguenze a valori trascurabili, ed è quindi lecito, nello studio della propagazione, tralasciarli in un primo momento, salvo ad occuparsene più particolarmente e limitatamente ai valori interessanti le frequenze vettrici considerate.

2. - Costanti primarie.

Si studiano quindi dapprima, come si è accennato, le costanti primarie dei circuiti alle frequenze che interessano. La resistenza di una coppia di un cavo a frequenze vettrici assomma tutte le perdite dei propri conduttori, quando questi siano percorsi dalla corrente di lavoro; la quale, dati i valori delle rispettive frequenze (fino a 72 kHz nei sistemi Philips a 9 e a 17 canali) causa valori di resistenza molto superiori a quelli che si avrebbero se gli stessi conduttori fossero percorsi da corrente continua, per il noto effetto di pelle. L'aumento di resistenza può essere dedotto dal grafico della figura 1 in funzione del parametro $\varkappa = \frac{d}{2}\sqrt{\frac{2\pi\mu f}{\rho}}$ dove d è il diametro di un conduttore della coppia, μ la sua permeabilità, ρ la resistività, f la frequenza (1). Nel caso di coppie in cavo con conduttori di rame ($\mu = 1{,}256 \cdot 10^{-6}$ H/m; $\rho = 1{,}74 \cdot 10^{-8}\ \Omega \cdot$ m), si ha: $\varkappa = 10{,}6 \cdot 10^{-3}\, d\sqrt{f}$ (d è espresso in millimetri).

(1) Il campo elettrico nella direzione dell'asse di un conduttore cilindrico a sezione circolare circondato da un conduttore coassiale di ritorno qualsiasi vale:

$$E_z = \frac{\eta\, I_0(\varkappa)}{2\pi r\, I_1(\varkappa)}$$

dove: $\varkappa = \sigma d/2;\ \eta = \sigma\rho;\ |\sigma| = \sqrt{2\pi\mu f/\rho}$;

e $I_0(\varkappa)$ e $I_1(\varkappa)$ sono le funzioni di Bessel non oscillanti rispettivamente di ordine 0 e 1.

L'impedenza superficiale del predetto conduttore, intesa come rapporto tra il campo elettrico longitudinale sulle superfici cilindriche del sistema considerato

La precedente formula suppone i conduttori a grande distanza tra loro; ma poichè ciò non accade nei cavi a coppie o a bicoppie, è da tener presente che l'effetto di pelle rimane aumentato dall'effetto di prossimità dei conduttori, per cui le correnti di alta frequenza tendono ad addensarsi verso le zone di adiacenza dei due conduttori. L'aumento di resistenza che ne consegue potrà essere portato in conto in funzione del rapporto D/d tra la distanza degli assi dei conduttori ed il loro diametro,

---

e la somma delle correnti circolanti nei rispettivi conduttori, vale:

$$Z = \frac{E_z}{I} = \frac{\eta\, I_0(\varkappa)}{2\pi r\, I_1(\varkappa)} . \qquad [a]$$

Per un valore di $\varkappa > 50$, le precedenti funzioni non oscillanti di Bessel assumono con buona approssimazione l'andamento di funzioni esponenziali dello stesso argomento per cui può ritenersi, con un errore dell'1 %:

$$Z = \frac{\eta}{2\pi r} = \frac{1}{2r}\sqrt{\frac{2}{\pi}\mu f \rho}\,(1+j) , \qquad [b]$$

dalla quale può essere ricavato il modulo e il coefficiente della parte immaginaria dell'impedenza considerata. Queste formule sono valide con un errore dell'1 % circa per valori di $\varkappa > 6$.

Ricavato il coefficiente della parte immaginaria di Z, per mezzo della [b], si può calcolare anche l'induttanza interna:

$$L = \frac{1}{2\pi r}\sqrt{\frac{\mu\rho}{\pi f}} ,$$

la quale decresce al crescere della frequenza. Ma per conduttori di piccolo diametro e per frequenze non molto elevate, come nel presente studio, il valore di $\varkappa$ risulta sempre minore di 6. Per cui è da utilizzarsi l'espressione [a]. Esprimendo allora le funzioni non oscillanti di ordine 0 e 1 di Bessel che compaiono nella [a] in termini delle funzioni di Thomson di prima specie e notando che $\varkappa$ è un numero complesso della forma $u\sqrt{j}$, si ha, con la notazione di Lord Kelvin:

$$I_0(u\sqrt{j}) = \text{ber}\, u + i\, \text{bei}\, u ,$$

e differenziando:

$$\sqrt{i}\, I'_0(u\sqrt{j}) = \sqrt{i}\, I_1(u\sqrt{j}) = \text{ber}'\, u + j\, \text{bei}'\, u ,$$

e quindi:

$$I_1(u\sqrt{j}) = \frac{\text{ber}'\, u + j\, \text{bei}'\, u}{\sqrt{j}} .$$

Introducendo i precedenti valori di I_0 e I_1 nell'espressione [a] e ricordando che la resistenza per unità di lunghezza di un conduttore in corrente continua vale $\frac{\rho}{\pi r^2}$ e che $\sigma = \frac{\eta}{\rho}$ si ottiene infine:

$$\frac{Z}{R_{cc}} = \frac{\pi r^2 Z}{\rho} = \frac{u}{2}\,\frac{\text{ber}\, u\, \text{bei}'\, u - \text{bei}\, u\, \text{ber}'\, u}{(\text{ber}'\, u)^2 + (\text{bei}'\, u)^2} + j\,\frac{u}{2}\,\frac{\text{ber}\, u\, \text{ber}'\, u + \text{bei}\, u\, \text{bei}'\, u}{(\text{ber}'\, u)^2 + (\text{bei}'\, u)^2}$$

dove u è $|\varkappa|$. I grafici della figura 1 mostrano la parte reale e immaginaria della precedente equazione. Per una trattazione particolareggiata, si veda:

S. A. Schelkunoff: Electromagnetic theory of coaxial transmission lines and cylindrical shields - Bell S. T. J., 1934, XIII, p. 532.

servendosi del grafico della figura 2. Si può notare, per esempio, che per coppie non caricate con conduttori da 0,9 mm, la cui distanza media fra i centri è di circa 2,2 mm, l'aumento di resistenza è circa del 16 %.

Nel grafico della figura 3 sono calcolate, in funzione della frequenza e tenendo conto dell'effetto di pelle e di prossimità, le resistenze per

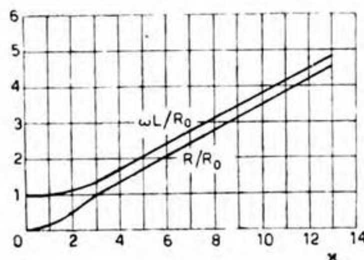


Fig. 1. — Rapporto fra la resistenza a corrente alternata e la resistenza a corrente continua (R/R_0) e fra la reattanza interna e la resistenza a corrente continua ($\omega L/R_0$), in funzione del parametro

$$x = \frac{d}{2}\sqrt{\frac{2\pi\mu f}{\rho}}$$

[da S. A. Schelkunoff (1)].

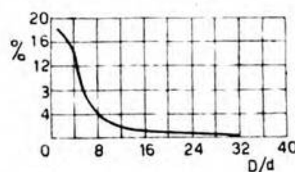


Fig. 2. — Aumento percentuale di resistenza dovuto all'effetto di prossimità, in funzione del rapporto D/d tra la distanza degli assi dei conduttori e il diametro di questi [da J. R. Carson (2)].

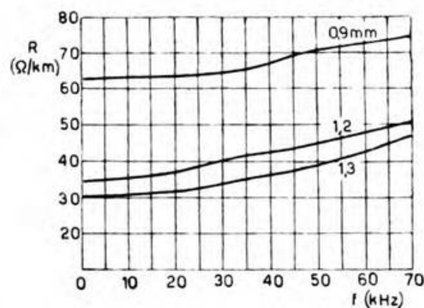


Fig. 3. — Resistenza di coppie di rame con conduttori di vario diametro (0,9, 1, 2, 1,3 mm), in funzione della frequenza, a 20°C.

kilometro di coppie di rame con conduttori del diametro di 0,9 mm, 1,2 mm, 1,3 mm. Si nota dalla figura la grande influenza che ha il diametro, a parità di valore per le altre costanti, sull'aumento della resistenza alle frequenze considerate. Infatti si desume che mentre per coppie con conduttori da 0,9 mm la resistenza kilometrica a 70 kHz s'incrementa del 18,5 % rispetto al valore della resistenza con corrente continua, per coppie con conduttori da 1,3 mm, lo stesso aumento è del 56 %.

Concorre infine all'aumento della resistenza la grande vicinanza delle varie coppie nel cavo, per cui le correnti transitanti in un circuito creano

(2) J. R. Carson: Wave propagation over parallel wires; the proximity effect - Phil. Mag., 1921, XLI, p. 607.

campi magnetici ed elettrici nei quali rimangono interessati altri conduttori che ne assorbono in parte l'energia e reagiscono a loro volta sui circuiti inducenti, avendosi in definitiva un aumento di resistenza per effetto di una dissipazione supplementare dell'energia stessa e un incremento del nocivo fenomeno di diafonia. Per altro i mezzi escogitati per ridurre quest'ultimo concorrono simultaneamente alla riduzione della resistenza additiva testè ricordata; si parlerà quindi di essi quando si tratterrà più diffusamente della diafonia sul cavo.

La resistenza, alle frequenze considerate, dipende anche dalla temperatura e la legge di variazione può ancora esprimersi con la:

$$R_t = R_0\ (1 + \alpha\, t)\ ,$$

dove per α non deve intendersi il coefficiente di variazione della resistività per corrente continua, che si può indicare con α_0, bensì un valore minore, come può facilmente intuirsi pensando che se un aumento di temperatura apporta un aumento di resistività, la maggiorazione di quest'ultima riduce l'effetto pellicolare e quindi in definitiva contribuisce alla riduzione del relativo aumento di resistenza.

Il valore α può essere calcolato servendosi della curva 1 della figura 1 e delle analoghe, non disegnate, per valori diversi della resistività, oppure delle curve, a varie temperature, della resistenza dei conduttori in funzione della frequenza, non riportate; nella figura 4 sono invece dati i valori esprimenti il rapporto fra il coefficiente di temperatura della resistività per corrente alternata e della resistività per corrente continua in funzione della frequenza e per vari diametri del conduttore. Per valori sufficientemente grandi della frequenza, quali quelli che s'incontrano nel presente studio, si ha $\alpha \simeq \alpha_0/2$ [3].

[3] Una semplice, sebbene non rigorosa, dimostrazione della relazione può così ottenersi. Se con R e R_0 si denotano le resistenze di un certo conduttore di resistività ρ, alle due frequenze f e 0, la R e la R_0 sono legate dalla relazione:

$$\frac{R}{R_0} = k\sqrt{\frac{f}{\rho}}\ .$$

D'altronde per lo stesso conduttore e per le stesse frequenze, ma per una temperatura diversa, sarà, chiamando con R_t e R_{0t} le nuove resistenze:

$$\frac{R_t}{R_{0t}} = k\sqrt{\frac{f}{\rho\ (1 + \alpha_0\, t)}}\ ,$$

e quindi il rapporto, alla frequenza f, fra le resistenze R_t e R è dato da:

$$\frac{R_t}{R} = \frac{R_{0t}}{R_0}\sqrt{\frac{1}{1 + \alpha_0\, t}}\ .$$

Ma il primo membro non è altro che $1 + \alpha\, t$ e quindi, sostituendo nel secondo membro ad R_{0t}/R_0 il suo valore $(1 + \alpha_0\, t)$, si ha:

$$1 + \alpha\, t = \sqrt{1 + \alpha_0\, t} \simeq 1 + \frac{1}{2}\alpha_0\, t\ ,$$

e quindi:

$$\alpha \simeq \alpha_0/2\ .$$

La disperdenza, parte reale dell'ammettenza unitaria fra due conduttori di una coppia, assomma tutte le perdite che si hanno nel dielettrico interposto (carta ed aria secca) fra i fili delle coppie o delle bicoppie. Analogamente alla resistenza, la disperdenza si compone di due termini dei quali il primo è indipendente dalla frequenza ed uguale all'inverso della resistenza d'isolamento in corrente continua; il secondo invece esprime le perdite alle frequenze vocali o vettrici, causate dai fenomeni d'isteresi dielettrica nell'isolante. Il primo termine è trascurabile sui cavi di buona costruzione, nei quali il valore della disperdenza è inferiore a 10^{-10} S/km, corrispondente a una resistenza d'isolamento superiore a $10^{10}\,\Omega \cdot$ km; il secondo invece, trascurabile per conduttori immersi nell'aria, assume valori crescenti con l'aumentare dello spessore dell'isolante e col crescere della frequenza. Già alle frequenze telefoniche questo secondo termine è molto superiore al primo, come si può facilmente desumere tenendo presente che nei cavi per comunicazioni a grande distanza il rapporto $G/(\omega C)$ tra la disperdenza e la suscettanza capacitiva è in genere compreso fra $3 \cdot 10^{-3}$ e $5 \cdot 10^{-3}$. Così alla frequenza di 800 Hz, e per $C = 38{,}5 \cdot 10^{-9}$ F/km, G assume valori compresi fra $5800 \cdot 10^{-10}$ e $9700 \cdot 10^{-10}$ S/km e quindi molto superiori (da circa 6000 a 10 000 volte) al valore del primo termine della disperdenza dovuto alla conduttanza d'isolamento, dell'ordine, come si è accennato, di 10^{-10} S/km. Alle frequenze vocali tuttavia la disperdenza è trascurabile, in prima approssimazione, rispetto alla suscettanza capacitiva, ed anche ai più alti valori delle frequenze vettrici (fino a 72 kHz), pur crescendo rispetto alla frequenza con una legge di variazione più rapida della lineare (assumendo il rapporto $G/(\omega C)$ valori diversi da quelli precedentemente dati per le frequenze vocali, e dipendenti, caso per caso, dalle particolari caratteristiche di costruzione del cavo nonchè dalle specifiche proprietà dell'isolante adoperato), concorre a costituire nell'espressione dell'attenuazione un addendo sempre di entità trascurabile rispetto a quello che rappresenta il contributo apportato dalla resistenza.

L'induttanza di un circuito formato da una coppia di conduttori di diametro d, i cui assi sono a distanza D trascurabile rispetto alla lunghezza, è data, per unità di lunghezza, da:

$$L = \frac{\mu}{\pi}\left(\log_e \frac{2D}{d} + \chi\right), \qquad [1]$$

dove χ è una funzione del parametro $\varkappa$ (definito parlando della resistenza), rappresentata dalla curva della figura 5; in funzione di $\varkappa$ nella figura 1 è stata già data la reattanza interna. Come risulta dalla [1] l'induttanza L è somma di due termini, dei quali il primo esprime il contributo dovuto al campo elettromagnetico dell'isolante (carta ed aria secca) in cui si trova immersa la coppia (induttanza esterna), mentre il secondo esprime l'apporto del campo nell'interno dei conduttori della coppia (induttanza interna). Da quanto si è detto sull'effetto di pelle, nonchè dall'andamento

della curva di figura 5, si nota subito che il contributo portato all'induttanza da quella interna tende a zero al crescere della frequenza, risultando trascurabile rispetto all'induttanza esterna anche per frequenze non molto elevate. Così, per esempio, già a 10^4 Hz l'induttanza interna

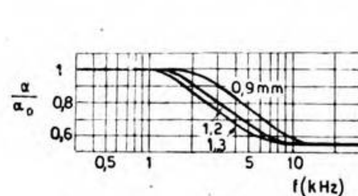


Fig. 4. — Rapporto tra i coefficienti di temperatura della resistività per corrente alternata e per corrente continua, in funzione della frequenza, per conduttori di vario diametro.

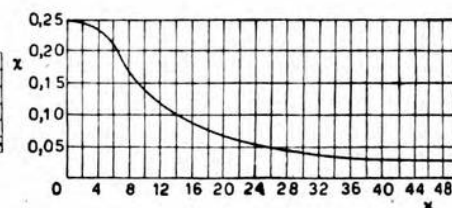


Fig. 5. — Coefficiente χ per il calcolo dell'induttanza interna di una coppia, in funzione del parametro:

$$x = \frac{d}{2}\sqrt{\frac{2\pi\mu f}{\rho}}.$$

di una coppia non caricata da 0,9 mm è di 0,1 mH/km, mentre l'esterna vale 0,63 mH/km, ossia è oltre 6 volte maggiore; è pertanto possibile, trascurando quella interna, calcolare il valore dell'induttanza con la:

$$L = \frac{\mu}{\pi}\log_e\frac{2D}{d}. \qquad [2]$$

Dovendo valutare l'induttanza di circuiti virtuali formati con bicoppie a stella o con bicoppie del tipo D. M. (Dieselhorst-Martin), si può ritenere che questa valga, con buona approssimazione, la metà del valore calcolato per i corrispondenti circuiti reali.

All'induttanza così calcolata è da aggiungere l'induttanza di carica per quei circuiti a frequenza vettrice che utilizzano bicoppie, sia a stella, sia del tipo D. M., a leggera pupinizzazione. È infatti da osservare che l'uso delle frequenze vettrici sui circuiti in cavo assume un duplice aspetto nascente da considerazioni economiche, le quali armonizzino le necessità del traffico con le caratteristiche della trasmissione, poichè o si serve di cavi già esistenti e quindi con caratteristiche (frequenza limite, attenuazione, velocità di propagazione) già date, le quali possono entro certi limiti essere modificate con opportuni accorgimenti al fine di potere ulteriormente adoperare un certo numero delle coppie del cavo, oppure utilizza cavi appositamente previsti per le frequenze vettrici (a coppie non caricate o coassiali). Per un cavo a grande distanza già esistente, sono note la resistenza R e la capacità C delle singole bicoppie; d'altronde l'impiego dei circuiti a correnti portanti, presuppone la conoscenza della frequenza limite necessaria affinchè siano effettivamente trasmesse le correnti interessate dai costruendi circuiti a frequenza

vettrice, per cui dalle note formule:

$$[3] \qquad f_0 = \frac{1}{\pi d \sqrt{L C}}$$

$$[4] \qquad \beta = \frac{R}{2 Z} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

è possibile ricavare successivamente dalla [3] l'induttanza di carica necessaria (semprechè beninteso si mantenga il passo d di pupinizzazione già esistente sul cavo e che compare nella formula), e dalla [4] l'attenuazione alle frequenze che si considerano. Per altro al fine di poter introdurre un numero più elevato di canali, sempre su cavi già esistenti, escludendosi per ragioni economiche la diminuzione del passo di pupinizzazione, si può ridurre la carica L, ottenendosi contemporaneamente l'effetto di aumentare la velocità di propagazione e quindi di ridurre od eliminare i fenomeni d'eco dovuti a valori eccessivi della durata della propagazione medesima. Detti fenomeni risultano notevoli come si può osservare pensando che in un circuito di 1600 km, con carica 36 mH e passo di pupinizzazione di 915 m, sebbene sia possibile la coesistenza di un circuito a frequenza vettrice e di uno a frequenza vocale, purtuttavia, data la velocità di 20 200 km/s, il tempo d'eco assume il valore rilevante di circa 0,16 s, prossimo alla durata di una sillaba.

D'altronde le opposte esigenze per la scelta della carica L, che se aumentata diminuirebbe la velocità di propagazione, mentre diminuita porterebbe a maggiori valori dell'attenuazione, trovano un limite superiore nei valori massimi da attribuirsi alla durata della propagazione e un limite inferiore nel valore di attenuazione massima ammissibile in una sezione di amplificazione. Detto valore per circuiti a 4 fili di cavi già esistenti è determinato dai limiti imposti alla paradiafonia, il cui valore al fine di non nuocere alla conversazione dev'essere inferiore di circa 7,5 N al livello delle correnti telefoniche. Essendo, per le frequenze fino a circa 20 kHz, di poco più di 11 N il valore raggiungibile dalla diafonia intrinseca ed ammettendosi un equivalente di trasmissione di 1 N, si ha per una sezione di amplificazione un valore massimo di attenuazione di: $11 + 1 - 7{,}5 = 4{,}5$ N.

I termini del problema rimangono pertanto definiti dalla duplice condizione di scegliere i dati della pupinizzazione in modo tale da permettere l'attuazione del maggiore numero possibile di canali a frequenza vettrice e nello stesso tempo da trasmettere, con attenuazione non superiore a 4,5 N in una sezione di amplificazione, la frequenza utile più elevata; è quindi possibile, mantenendo inalterato il passo di pupinizzazione preesistente, solo per cariche estremamente leggere e per conduttori dei diametri più elevati, sovrapporre al più 4 canali a frequenza vettrice sul circuito a frequenza vocale.

Nella tabella I sono state infatti riportate le caratteristiche (valore della carica induttiva, passo di pupinizzazione, impedenza caratteristica, frequenza limite, velocità di propagazione, attenuazione a 800 Hz) dei principali tipi di circuiti attuati in cavi già esistenti, dalle varie amministrazioni, sui quali è possibile la sovrapposizione di canali a frequenza vettrice.

TABELLA I. — *Canali a frequenza vettrice sovrapponibili sui principali tipi di circuiti in cavi già esistenti.*

(Sono contrassegnati con asterisco i circuiti sui quali la sovrapposizione è stata eseguita anche in Italia).

Tipo del circuito (reale o virtuale)	Carica (m H)	Passo di pupinizzazione (m)	Impedenza caratteristica (Ω)	Frequenza limite (kHz)	Velocità di propagazione (km/s)	Diametro dei conduttori (mm)	Attenuazione a 800 Hz (N/km)	Canali sovrapponibili al circ. a freq. vocale
V	25	1830	470	6	32 800	0,9	0,032	1*
R	22	1830	560	8,18	46 400	0,9 1,3	0,042 0,022	1
V	18	1830	400	7	40 000	0,9	0,033	1*
V	9	1830	280	9,9	63 600	0,9 1,3	0,040 0,022	1
R	2,8	1830	200	19,2	110 000	1,4 1,8	0,050 0,030	3
R	30	1700	730	7,7	41 000	0,9	0,039	1
R	12	1700	370	9,3	50 000	0,9	0,038	1
R	3,2	1700	240	20	105 000	1,4	0,050	3
R	44	915	1100	8,2	25 000	0,9	0,027	1
R	6	915	415	22	63 000	1,0	0,053	4
R	2,8	915	280	33	92 000	1,4 1,8	0,040 0,025	3

Si esamina infine l'ultima delle costanti primarie dei circuiti in istudio. La capacità, per unità di lunghezza, fra due conduttori di una coppia è data dall'espressione:

$$C = \frac{\varepsilon \pi}{\log_e \dfrac{2D}{d}}, \qquad [5]$$

dove D e d sono rispettivamente la distanza fra gli assi dei conduttori

e il diametro di ciascuno di questi. Per potere tener conto degli effetti capacitivi addizionali, dovuti alla vicinanza di altri conduttori, la [5] viene modificata nella seguente formula sperimentale:

[6]
$$C = \frac{\varepsilon \pi}{\log_e \dfrac{\psi D}{d}},$$

dove ψ è un fattore dipendente dalla struttura del cavo. Esso ha i seguenti valori:

	ψ	C_V/C_R
cavi a coppie:	0,94	—
cavi a bicoppie a stella:	0,75	2,68
cavi a bicoppie del tipo D. M.:	0,65	1,60 .

Nello specchietto sono indicati anche i rapporti fra la capacità del circuito virtuale e quella del reale, con esclusione dei cavi a coppie, dove non viene formato il virtuale.

3. - Costanti secondarie.

Determinate le costanti primarie di cui si è parlato precedentemente, si possono calcolare quelle secondarie, delle quali la prima è l'impedenza caratteristica:

[7]
$$Z = \sqrt{\frac{R + j\,\omega L}{G + j\,\omega C}}.$$

Nel calcolo di questa bisogna distinguere fra bicoppie a carica leggera per l'utilizzazione di canali a frequenza vettrice (con 1, 2, 3 o al massimo 4 canali, come si è precedentemente accennato), e coppie non caricate per sistemi a frequenza vettrice a canali multipli (8 canali nel sistema Siemens MGK 8/3 e A.E.G. MEK; 12 canali nei sistemi Siemens U, A.T.T.Co.K, Ericsson, Post Office n. 5; 16 canali in un secondo sistema Ericsson; 17 nel sistema Philips).

Mentre infatti nel primo caso è prevalente il contributo apportato dall'induttanza nei riguardi della resistenza, a causa delle induttanze supplementari di carica, nel secondo invece, per i canali di frequenza più bassa, i valori della resistenza non sono trascurabili rispetto a quelli della reattanza. Così, per esempio, per una coppia non caricata da 0,9 mm con le costanti primarie: $R = 54\ \Omega$/km, $L = 0{,}63 \cdot 10^{-3}$ H/km, $C = 40 \cdot 10^{-9}$ F/km, $G = 10^{-6}$ S/km, tenuto conto dei maggiori valori della resistenza e della disperdenza alle frequenze che si considerano nel sèguito, mentre il rapporto $G^2/(\omega^2 C^2)$ oscilla da $1{,}6 \cdot 10^{-7}$ a $7{,}5 \cdot 10^{-6}$ rispettivamente per frequenze di 4 kHz e di 60 kHz, il rapporto $R^2/(\omega^2 L^2)$ fra gli stessi estremi varia da $11{,}7$ a $6{,}2 \cdot 10^{-2}$. Verificandosi così la sola disugua-

glianza $G^2/(\omega^2 C^2) \ll 1$, si può in luogo della [7] usare la formula (4):

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\,\omega\, L}{j\,\omega\, C}}. \tag{8}$$

Dato tuttavia il calcolo alquanto laborioso della [8], si può per un primo orientamento usare la formula:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}, \tag{9}$$

che introduce approssimazioni tanto più accettabili quanto la frequenza è più elevata. Infatti il rapporto $R/(\omega L)$, crescendo R con la radice qua-

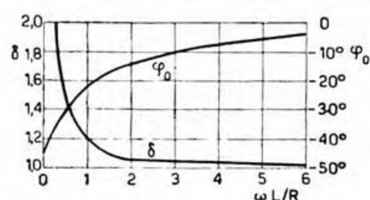


Fig. 6. — Coefficiente δ per il calcolo dell'impedenza caratteristica ed argomento φ_0 dell'impedenza stessa.

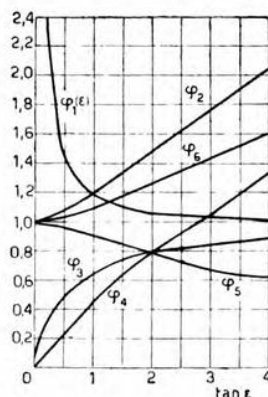


Fig. 7. — Coefficienti vari di correzione, in funzione di $\tan\varepsilon = R/(\omega\, L)$.

(4) La formula [8] è facilmente trasformabile per gli usi pratici. Infatti, posto:

$$R + j\,\omega\, L = Z_0\,(\cos\,\varphi + j\,\text{sen}\,\varphi)$$
$$j\,\omega\, C = \omega\, C\,(\cos 90^\circ + j\,\text{sen}\,90^\circ)\,,$$

facendone il rapporto:

$$\frac{R + j\,\omega\, L}{j\,\omega\, C} = \frac{Z_0\,(\cos\,\varphi + j\,\text{sen}\,\varphi)}{\omega\, C\,(\cos 90^\circ + j\,\text{sen}\,90^\circ)} = \frac{Z_0}{\omega\, C}\,\underline{|\,\varphi - 90^\circ}\,,$$

ed eseguendo la radice indicata dalla [8]:

$$\sqrt{\frac{R + j\,\omega\, L}{j\,\omega\, C}} = \sqrt{\frac{Z_0}{\omega\, C}}\,\underline{|(\varphi - 90^\circ)/2}\,.$$

drata della frequenza ed ω linearmente con la frequenza (essendo praticamente L costante al variare di f) diminuisce rafforzando la disuguaglianza $R^2/(\omega^2 L^2) \ll 1$ nel senso anzidetto. Così per esempio a 36 kHz, per coppie di 0,9 mm la [8] dà un valore di $Z = 131\ \Omega \underline{|-12^\circ\ 10'}$ mentre applicando la [9] si ha $Z = 126\ \Omega$ e quindi un errore di $-3{,}8\ \%$.

Nel grafico della figura 6 sono stati calcolati in funzione del rapporto $\omega L/R$ il coefficiente δ per cui bisogna moltiplicare il modulo dell'impedenza caratteristica, ottenuto in prima approssimazione dalla [9], e l'argomento φ_0 dell'impedenza stessa calcolato con la [8]. Dal grafico appare chiaro che, per valori molto esigui di $\omega L/R$, δ è rapidamente crescente e ciò in armonia col fatto che alle basse frequenze, per coppie non caricate, potendosi trascurare ωL rispetto ad R, la [8] assume la forma (5):

[10] $$Z = \sqrt{\frac{R}{j\,\omega\,C}} = \sqrt{\frac{R}{\omega\,C}}\ \underline{|-45^\circ}.$$

Ed infatti l'argomento calcolato sul grafico tende, alle basse frequenze, proprio al valore riferito.

(5) In realtà anche alle frequenze più basse ωL, pur avendo importanza trascurabile rispetto a R, ha un valore finito. Per poterne facilmente tenere conto nel calcolo delle costanti secondarie, s'introduca nella [8], secondo l'indicazione di Rosen (A. ROSEN: The calculation of the propagation constants of uniform lines - P. O. E. E. J., 1932, XXV, p. 67; si veda anche: G. CORAZZINI e A. SAPIENZA: Formule per il calcolo delle costanti secondarie delle linee uniformi - Rass. Poste e Telecom., 1943, XV, p. 371; di questo lavoro l'autore è venuto a conoscenza posteriormente alla compilazione del presente articolo), l'angolo di perdita definito da $\tan\varepsilon = R/(\omega\,L)$; il modulo di Z che vale $|Z| = \sqrt{\dfrac{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}{\omega\,C}}$, diventa $|Z| = \sqrt{\dfrac{R}{\omega\,C}}\sqrt{\dfrac{\sqrt{1 + \tan^2\varepsilon}}{\tan\varepsilon}}$, e posto $\varphi_1(\varepsilon) = \sqrt{\dfrac{\sqrt{1 + \tan^2\varepsilon}}{\tan\varepsilon}}$, si ha:

[a] $$|Z| = \sqrt{\frac{R}{\omega\,C}}\,\varphi_1(\varepsilon).$$

Nella figura 7 è stata tracciata, per i valori di frequenza che interessano, la funzione $\varphi_1(\varepsilon)$ per cui bisogna moltiplicare il modulo di Z, già indicato nella [10].

Così ancora la [a] può trasformarsi:

[b] $$\sqrt{\frac{R}{\omega\,C}}\sqrt{\frac{\sqrt{1 + \tan^2\varepsilon}}{\tan\varepsilon}} = \sqrt{\frac{L}{C}}\sqrt[4]{1 + \tan^2\varepsilon} = \sqrt{\frac{L}{C}}\,\varphi_2(\varepsilon).$$

Sono stati riportati sulla stessa figura i valori della funzione $\varphi_2(\varepsilon)$ per i quali bisogna moltiplicare la [9] per avere, nel campo di frequenze considerato, i valori esatti dell'impedenza caratteristica.

Similmente il coefficiente della parte immaginaria della [8], che è espresso da $Z_i = \sqrt{\dfrac{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}{\omega\,C}}\ \mathrm{sen}\,\dfrac{1}{2}\arctan\dfrac{R}{\omega\,L}$, diventa, con la precedente posizione

Sostituendo nella [9] i valori già dati per L e C, nelle formule [2] e [6], questa che è, colle approssimazioni fatte, una resistenza pura, può scriversi:

$$Z = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \sqrt{\log_e \frac{2D}{d} \log_e \frac{\psi D}{d}}, \tag{11}$$

e viene chiamata impedenza caratteristica nominale.

I valori effettivamente misurati su qualche impianto americano sono in accordo con quelli calcolati sopra ed oscillano, per le frequenze considerate e per conduttori da 0,9 mm, da circa 125 a circa 140 Ω. Per le bicoppie a leggera pupinizzazione, utilizzate per sovrapposizione di canali a frequenza vettrice, si può, invece, come si è già detto in precedenza, servirsi della formula [9]. Se si vuole però tener conto del comportamento di tali circuiti in vicinanza della frequenza limite, si può usare in luogo

---

$$\tan \varepsilon = \frac{R}{\omega L}, \quad Z_i = \sqrt{\frac{R}{2 \omega C}} \sqrt{\frac{-1 + \sqrt{1 + \tan^2 \varepsilon}}{\tan \varepsilon}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{-1 + \sqrt{1 + \tan^2 \varepsilon}}{2}},$$

e chiamando rispettivamente con $\varphi_3(\varepsilon)$ e $\varphi_4(\varepsilon)$ il secondo fattore dei due precedenti prodotti, si può scrivere:

$$Z_i = \sqrt{\frac{R}{2 \omega C}} \varphi_3(\varepsilon) \tag{c}$$

$$Z_i = \sqrt{\frac{L}{C}} \varphi_4(\varepsilon). \tag{d}$$

Anche le funzioni $\varphi_3(\varepsilon)$ e $\varphi_4(\varepsilon)$ sono state riportate graficamente sulla figura 7.

Così ancora, com'è detto più oltre, potendosi ritenere sempre $G^2/(\omega^2 C^2) \ll 1$, si ha che la costante di propagazione, espressa dalla [13], si riduce alla [14] e quindi, risolvendola e introducendo, anche in questo caso, l'angolo di perdita ε, si ottengono per l'attenuazione e la rotazione di fase le espressioni:

$$\beta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{\sqrt{2C - 1 + \sqrt{1 + \tan^2 \varepsilon}}}{\tan \varepsilon} = \frac{R}{2Z} \varphi_5(\varepsilon) \tag{e}$$

$$\alpha = \omega \sqrt{LC} \sqrt{\frac{1 + \sqrt{1 + \tan^2 \varepsilon}}{2}} = \omega \sqrt{LC}\, \varphi_6(\varepsilon). \tag{f}$$

Nella figura sono tracciate anche le funzioni $\varphi_5(\varepsilon)$ e $\varphi_6(\varepsilon)$, per i valori di $\tan \varepsilon$ che interessano il presente studio.

È facile così, attraverso i grafici, avere un rapido mezzo per calcolare l'impedenza caratteristica e le costanti di attenuazione e di fase per i valori di frequenza che interessano.

Si avverte che i valori ottenuti alle varie frequenze con le formule [b], [d], [e], [f] sono gli stessi di quelli che si ottengono moltiplicando rispettivamente le [9], [16] e [20] per i valori dei coefficienti dati dalle curve δ, φ_0, ζ e ϑ, rappresentate nelle figure 6 e 9.

della [8] la:

[12] $$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}},$$

con ω e ω_0 rispettivamente pulsazione per la quale si calcola la Z e pulsazione corrispondente alla frequenza limite del circuito considerato. Si desume facilmente dalla [12] che per valori di ω molto lontani dalla frequenza limite il secondo termine si riduce all'unità e l'espressione dell'impedenza assume la stessa forma di quella data nella [9] per coppie non caricate. Così, per esempio, per un circuito virtuale, attuato con bicoppie del tipo D. M., con carica di 18 mH e passo di pupinizzazione, di 1830 m, sul quale è sovrapponibile un canale a frequenza vettrice, Z vale circa 400 Ω (si veda la tabella I); a 4 kHz invece la [10] dà $Z = 480\ \Omega$.

Passando ora alla seconda delle costanti secondarie, si parla brevemente dell'attenuazione e della rotazione di fase. Per calcolarle bisogna servirsi della formula generale:

[13] $$\gamma = \beta + j\,\alpha = \sqrt{(R + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)}\,.$$

Ma poichè, come si è detto, è valida la disuguaglianza $G^2/(\omega^2 C^2) \ll 1$, si può in luogo della [13] usare la:

[14] $$\gamma = \beta + j\,\alpha = \sqrt{(R + j\,\omega\,L) j\,\omega\,C}\,.$$

Per l'attenuazione si ha quindi (6):

[15] $$\beta = \sqrt{Z_0\,\omega\,C} \cos\frac{\varphi + 90^\circ}{2}\,.$$

(6) La formula [14] è facilmente trasformabile per gli usi pratici: Posto infatti:

$$R + j\,\omega\,L = Z_0\,(\cos\varphi + j \operatorname{sen}\varphi)$$
$$j\,\omega\,C = \omega\,C\,(\cos 90^\circ + j \operatorname{sen} 90^\circ)$$

facendo il prodotto delle precedenti espressioni si ha:

$$j\,\omega\,C\,(R + j\,\omega\,L) = Z_0\,\omega\,C\,\underline{|\varphi + 90^\circ}$$

ed estraendo la radice:

$$\sqrt{Z_0\,\omega\,C\,\underline{|\varphi + 90^\circ}} = \sqrt{Z_0\,\omega\,C}\,\underline{|(\varphi + 90^\circ)/2}$$

e quindi:

$$\beta = \sqrt{Z_0\,\omega\,C} \cos\frac{\varphi + 90^\circ}{2}\ \text{(N/km)}$$

$$\alpha = \sqrt{Z_0\,\omega\,C} \operatorname{sen}\frac{\varphi + 90^\circ}{2}\ \text{(rad/km)}\,.$$

Nella figura 8 sono state calcolate con la [15], per i valori di frequenza che interessano ed alla temperatura di + 20°C, le attenuazioni di coppie in cavo di diametri da 0,9, 1,2 e 1,3 mm.

Data tuttavia la laboriosità dei calcoli eseguiti con la [15], si può per un primo orientamento, calcolare l'attenuazione con la formula approssimata ([7]):

[16] $$\beta = \frac{R}{2Z} + \frac{GZ}{2},$$

in cui per Z deve intendersi il valore dato dalla [9], cioè $Z = \sqrt{L/C}$; il primo termine tiene conto dell'attenuazione dovuta alle perdite nel conduttore ed il secondo del contributo apportato dalle perdite nel dielettrico. Con la [16] è possibile, per ogni frequenza, calcolare β. Essendo per altro in essa, Z indipendente da f e crescendo la resistenza presso a poco con la radice quadrata della frequenza, anche β cresce rispetto alla frequenza, all'incirca con la stessa legge. E poichè la resistenza è funzione della temperatura, lo sarà altresì l'attenuazione. Parimenti la disperdenza di una coppia in cavo cresce con la frequenza. In definitiva l'attenuazione varia con una legge del tipo:

[17] $$\beta = A\sqrt{f} + Bf,$$

dove A e B sono costanti dipendenti dalle caratteristiche del circuito.

([7]) La formula [16], com'è noto, discende sempre dalla [13]. Infatti, posto nella [13]:

$$R + j\omega L = j\omega L\left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right), \quad G + j\omega C = j\omega C\left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right),$$

ricordando che per $x \ll 1$ si può scrivere $\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2}$ e considerando tali i rapporti $\frac{R}{j\omega L}$ e $\frac{G}{j\omega C}$, la [13] stessa si trasforma così:

$$\beta + j\alpha = j\omega\sqrt{LC}\left(1 + \frac{R}{2j\omega L}\right)\left(1 + \frac{G}{2j\omega C}\right).$$

Essendo piccoli i termini $\frac{R}{2j\omega L}$ e $\frac{G}{2j\omega C}$, lo sarà a maggior ragione il loro prodotto che risulta quindi trascurabile. L'espressione precedente può essere quindi così scritta:

$$\beta + j\alpha = j\omega\sqrt{LC}\left(1 + \frac{R}{2j\omega L} + \frac{G}{2j\omega C}\right).$$

Sviluppando ed eguagliando le parti reali, si ottiene la [16]. Eguagliando poi i coefficienti delle immaginarie si ottiene per la rotazione di fase:

$$\alpha = \omega\sqrt{LC}.$$

È da tenere infine presente che il secondo addendo della formula [16], dovuto alla disperdenza, ha, anche alle più alte frequenze considerate, un valore pressochè trascurabile rispetto al primo. Così, per esempio, per coppie in cavo, passando da conduttori di 0,9 mm a 1,3 mm, il rapporto fra il secondo addendo ed il primo, alla frequenza di 60 kHz, è dell'ordine di grandezza di 10^{-2}.

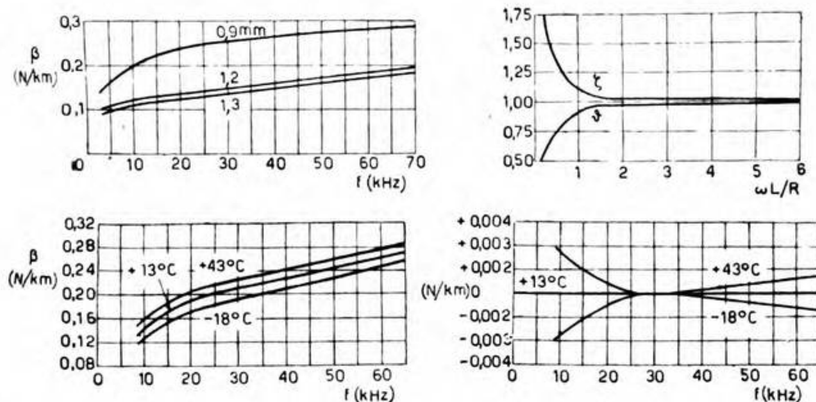


Fig. 8. — Attenuazioni di coppie in cavo, per conduttori di vario diametro, in funzione della frequenza, a 20°C.

Fig. 9. — Coefficienti ζ e ϑ per il calcolo dell'attenuazione e della rotazione di fase.

Fig. 10. — Attenuazione di una coppia non caricata da 0,9 mm, adibita per l'uso del sistema a frequenza vettrice tipo K, in funzione della frequenza, per diverse temperature [da C. W. Green ed E. I. Green (8)].

Fig. 11. — Valori della componente di distorsione dovuta alla temperatura, per temperature di + 43°C e — 18°C, con riferimento a una curva attenuazione-frequenza egualizzata per + 13°C [da C. W. Green ed E. I. Green (8)].

Le approssimazioni conseguite con la [16] rispetto alla [15] sono tanto più notevoli al crescere della frequenza. Infatti per una coppia da 0,9 mm, già a 28 kHz, mentre con la [16] si ottiene un valore di 0,256 N/km, con la [15] il calcolo dà un'attenuazione di 0,252 N/km e l'errore commesso è dell'1,5 %; a 12 kHz, per coppie da 1,3 mm, l'errore risulta del 4,2 %.

Nella figura 9 è stato calcolato in funzione del rapporto $\omega L/R$ il coefficiente ζ per cui bisogna moltiplicare il valore di attenuazione ottenuto con la [16] in prima approssimazione.

Come si è detto l'attenuazione varia anche con la temperatura e in modo molto più rimarchevole nei cavi aerei che nei sotterranei. Infatti mentre per un cavo sotterraneo le variazioni di temperatura si effettuano gradualmente, potendosi ritenere che l'escursione annua totale sia all'incirca pari a un terzo di quella competente a un cavo aereo, per quest'ul-

timo l'escursione giornaliera può raggiungere valori pari alla metà dell'annuale.

I risultati dei calcoli finora effettuati ed i grafici che se ne sono ricavati trovano conferma nelle risultanze sperimentali, come risulta dal lavoro di C. W. Green ed E. I. Green (8) che riferisce su impianti effettuati negli Stati Uniti d'America, con sistemi a frequenze vettrici su cavi. Così nella figura 10, tratta appunto dal lavoro citato, le variazioni di attenuazione misurate alle diverse temperature per una coppia da 0,9 mm di un cavo non caricato a 19 coppie, adibito alla trasmissione con sistemi a frequenze vettrici a 12 canali del tipo K, sono in buon accordo con i valori calcolati nella curva $d = 0{,}09$ mm della figura 8, essendo comprensibili le lievi discrepanze, dovute alla diversità del valore unitario di capacità assunto nei calcoli rispetto a quelli effettivi dell'impianto americano, nonchè, per conseguenza, al diverso contributo apportato dall'effetto di prossimità sulla resistenza.

Lo studio delle variazioni dell'attenuazione con la frequenza e con la temperatura riveste un'importanza fondamentale ai fini dell'uso delle frequenze vettrici, poichè sia le differenze di attenuazione dovute al diverso valore delle frequenze, sia quelle dovute alle variazioni di temperatura, se non fossero corrette, potrebbero divenire eccessive, tanto da procurare in definitiva o un sovraccarico degli amplificatori di linea o da far scendere al di sotto del livello dei rumori. La variazione di attenuazione con la temperatura può assumere notevoli valori. Per esempio, a 60 kHz e per una coppia da 0,9 mm, passando da — 18°C a + 43°C, l'attenuazione varia di circa 0,036 N/km (fig. 10) e quindi, per un circuito di 1000 km, la variazione di attenuazione totale è di 36 N.

La variazione dell'attenuazione con la temperatura può essere considerata composta dalla somma di due componenti, l'una variabile e l'altra indipendente dalla frequenza. La prima, che in valore assoluto è preminente, viene regolata con una caratteristica di guadagno così detta piatta in tutta la banda di frequenze afferenti al sistema che si considera. La seconda invece, molto inferiore alla prima, è anche chiamata componente di distorsione e, poichè nel campo da 12 a 60 kHz, la variazione massima di attenuazione con la temperatura si riscontra intorno ai 28 kHz, si utilizza quest'ultima frequenza come punto di riferimento per la componente di distorsione. Nella figura 11 è mostrato l'andamento della predetta componente, per $t = -18$°C e $t = +43$°C, supponendosi egualizzata l'attenuazione in guisa da avere una caratteristica piatta a + 13°C e il guadagno regolato in modo da ottenere un equivalente costante a 28 kHz, quando varia la temperatura. Sebbene, come si è detto, la componente di distorsione sia assai piccola e non abbia bisogno di correzioni parziali su ciascun ripetitore, pur tuttavia è trascurabile su grandi distanze.

(8) C. W. Green a. E. I. Green: A carrier telephone system for toll cables - Bell S. T. J., 1938, XVII, p. 80; recensito in A. F., 1938, VII, p. 691.

Per bicoppie a leggera pupinizzazione si può usare, in luogo della [16], la:

[18] $$\beta = \left(\frac{R}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}\right)\frac{1}{\sqrt{1-(\omega/\omega_0)^2}},$$

nella quale è sostituito al termine Z della [11] il suo valore dato dalla [8] ed è aggiunto il termine correttivo $1/\sqrt{1-(\omega/\omega_0)^2}$ che fornisce un valore di β più approssimato, mettendo così bene in evidenza l'accrescimento dell'attenuazione in vicinanza della frequenza limite. È però necessario tener conto nel termine R della [18] anche della resistenza e dell'induttanza delle bobine di carica. Così, per esempio, per un circuito con passo di pupinizzazione $d = 1830$ m, carica $H = 18$ mH e conduttori da 0,9 mm, a 3 kHz, β risulta 0,033 N/km.

Infine la costante di fase e cioè il coefficiente della parte immaginaria della costante di propagazione è dato da (4):

[19] $$\alpha = \sqrt{Z_0\,\omega\,C}\ \text{sen}\,\frac{\varphi + 90^0}{2}.$$

Così, per esempio, per coppie da 0,9 mm si ha a 64 kHz, $\alpha = 2{,}04$ rad/km e per coppie da 1,3 mm, a 72 kHz, $\alpha = 2{,}27$ rad/km.

In prima approssimazione tuttavia, si può usare per α il valore dato dalla formula (5):

[20] $$\alpha = \omega\sqrt{L\,C}\,.$$

L'approssimazione dei valori ottenuti con la [20] cresce rapidamente con la frequenza; così già a 28 kHz, per coppie da 0,9 mm, i valori dati dalle [18] e [20] sono rispettivamente 0,89 rad/km e 0,88 rad/km, e quindi usando la seconda si commette un errore di circa 1 %.

Nella figura 9 è stato calcolato in funzione del rapporto $\omega L/R$, il coefficiente ϑ, per cui bisogna moltiplicare il valore di rotazione di fase ottenuto dalla [20] in prima approssimazione; per valori di frequenza superiori a 25 kHz si può ritenere superflua la correzione.

Dalla proporzionalità che intercorre allora fra α e la pulsazione e quindi la frequenza, si deduce che la velocità di fase (che in questa ipotesi coincide con quella di gruppo) è in prima approssimazione indipendente dalla frequenza nell'ambito dei valori studiati. La velocità di propagazione vale poi:

[21] $$v = \frac{1}{\sqrt{L\,C}},$$

e quindi, ad esempio per coppie con $d = 0{,}9$ mm, circa 200 000 km/s.

Con un valore così alto della velocità su coppie a frequenze vettrici [9] sono praticamente annullati i nocivi effetti dovuti ad una eccessiva durata della propagazione; in 200 ms (massima durata ammessa dal C.C.I.F.) è possibile percorrere un circuito di 40 000 km e quindi più lungo di quelli che si possono presentare nella pratica.

Nel caso di bicoppie a leggera carica, per il calcolo della costante di fase è ancora accettabile la [20], intendendosi conglobata nella L anche l'induttanza kilometrica dovuta alla carica. Dati tuttavia i più alti valori dell'induttanza rispetto a quelli di coppie non caricate, ottenendosi velocità di propagazione molto inferiori a quelle calcolate nel caso precedente (si veda la tabella I), si possono raggiungere, per effetto della durata del transitorio, distanze molto minori, le quali possono essere, per un primo orientamento, calcolate con la seguente formula [10]:

$$[22] \qquad n = \frac{\omega_0^3 T}{\omega_{max}^2},$$

in cui per n devesi intendere il numero di sezioni di amplificazione

---

(9) L'alta velocità di propagazione dei circuiti che qui si considerano non avvicina il comportamento di questi ultimi ad altri tipi di circuiti i quali pure hanno elevata velocità di propagazione. Volendo infatti, in certo qual modo, esprimere, con un indice, l'importanza reciproca dei fenomeni della linea e del ricettore di utilizzazione, può la linea stessa, per la più elevata frequenza trasmessa, essere indicata in lunghezze d'onda. Così, per esempio, per una distanza di 600 km, si hanno i seguenti indici:

linea di trasporto a 50 Hz	0,1 λ
linea telefonica aerea	6 λ
linea in cavo pupinizzato (d = 1830 m; H = 25 mH)	54 λ
linea aerea con circuiti a frequenza vettrice (f = 50 kHz) . . .	100 λ
linea a frequenza vettrice su cavo leggermente pupinizzato (d = 1830 m; H = 2,8 mH)	105 λ
linea a frequenza vettrice su cavo non caricato (f = 60 kHz) .	180 λ
linea coassiale (f = 1 MHz)	2000 λ.

(10) La formula [22] può essere facilmente dimostrata. Per un cavo le cui bicoppie siano idonee all'utilizzazione delle frequenze vettrici, in una sezione di pupinizzazione assimilabile ad una cellula di filtro passa-basso, la legge di variazione della frequenza e quindi della pulsazione, detti d il passo di pupinizzazione, ω_0 la pulsazione limite del circuito, ed esprimendo con $a = \alpha d$ la rotazione di fase per sezione di pupinizzazione, è del tipo:

$$[a] \qquad \frac{\omega}{\omega_0} = \operatorname{sen} \frac{a}{2}.$$

La velocità di propagazione ω_0 per rapporto ad a è esprimibile, derivando la [a] e con facili sostituzioni trigonometriche, da:

$$[b] \qquad \frac{d\,\omega}{d\,a} = \frac{\omega_0}{2} \sqrt{1 - \frac{\operatorname{sen}^2 a}{2}},$$

attuabili, per ω_{max} la pulsazione corrispondente alla massima frequenza trasmessa, per ω_0 la pulsazione corrispondente alla frequenza limite del circuito che si considera e per T la durata massima ammissibile per il periodo transitorio. Così per il circuito a leggera carica dianzi considerato ($d = 1830$ m, $H = 18$ mH), la cui frequenza limite è 7 kHz, se si vuol sovrapporre una comunicazione a frequenza vettrice a quella a frequenza vocale ($\omega_{max} = 6{,}3$ kHz), sapendo che T al più può raggiungere 30 ms, si ha una lunghezza massima possibile di circuito pari a 3000 km.

Nella pratica, a causa di tutti gli altri inconvenienti di trasmissione tra cui principalmente la modulazione (dovuta alla non linearità dei tubi amplificatori e delle bobine Pupin) delle correnti della banda laterale del canale a frequenza vettrice, per mezzo delle correnti del canale a frequenza fonica che coesiste sullo stesso circuito, la lunghezza massima viene ulteriormente ridotta in misura notevole; nella formula [22] deve comparire un coefficiente variabile da 0,3 a 0,5.

4. - Diafonia e sistemi antidiafonici. Interferenze e disturbi.

La diafonia fra due coppie di un cavo utilizzato con sistemi a correnti portanti, se i tratti di cavo sono corti, può essere espressa dalla somma di un termine dovuto all'accoppiamento elettrico e di uno dovuto a quello elettromagnetico, intendendosi rispettivamente che la corrente originata dal primo accoppiamento possa essere rappresentata dal ter-

---

e cioè, tenendo presente la [a], da:

$$[c] \qquad \frac{d\,\omega}{d\,a} = \frac{\omega_0}{2}\sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}\,.$$

Lontano dalla frequenza limite del circuito, il rapporto ω^2/ω_0^2 è piccolo e pertanto si può sostituire alla [c] l'espressione approssimata:

$$[d] \qquad \frac{d\,\omega}{d\,a} = \frac{\omega_0}{2}\left(1 - \frac{1}{2}\,\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right),$$

e quindi il tempo di propagazione su n sezioni di pupinizzazione vale:

$$[e] \qquad T = \frac{n}{\dfrac{d\,\omega}{d\,a}} = \frac{2\,n}{\omega_0}\;\frac{1}{1 - \dfrac{1}{2}\,\dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}}\;;$$

ma per ω^2/ω_0^2 piccolo si può sostituire alla [e] la nuova espressione approssimata:

$$[f] \qquad T = \frac{2\,n}{\omega_0}\left(1 + \frac{1}{2}\,\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right).$$

Applicando la [f] per le pulsazioni zero e massima e facendo la differenza fra i due tempi di propagazione così calcolati, si ottiene per la durata del transitorio:

$$[g] \qquad T = \frac{n\,\omega_{max}^2}{\omega_0^3}\,,$$

da cui si ricava la [22].

mine ωCZ e quella nascente dal secondo dal termine $\omega M/Z$, dove Z è l'impedenza caratteristica del circuito che si considera.

Altresì per C e M dovrebbero rispettivamente intendersi la capacità e la mutua induttanza da interporre fra le due coppie, onde ottenere fra queste lo stesso scambio di energia cui dà luogo il campo elettrico e magnetico effettivamente esistente. Per altro, sia per le notevoli componenti resistive nascenti dalle correnti di Foucault indotte nella guaina di piombo per effetto dell'accoppiamento fra coppie e bicoppie, aventi lo stesso passo, collocate nelle vicinanze del mantello, sia a causa della prossimità dei fili di una coppia e delle coppie del cavo, la capacità C e l'induttanza M possono più propriamente essere considerate rispettivamente un'ammettenza e un'impedenza mutua, delle quali la prima, dovuta principalmente agli squilibri di capacità, ha piccole variazioni al variare della frequenza, mentre la seconda assume forma complessa, la quale è funzione di f.

Per coppie o bicoppie utilizzate con circuiti a frequenza vocale è possibile aumentare l'attenuazione diafonica, afferente a singole lunghezze di cavo, con la selezione e trasposizione dei conduttori di una bicoppia di uno strato con quelli facenti parte di bicoppie di altri strati, con la inclusione fra questi di opportune capacità compensatrici [11], o con la non adiacenza di bicoppie aventi lo stesso passo di avvolgimento, dato il fatto che è sufficiente eliminare o ridurre solamente l'accoppiamento elettrico; invece sui cavi a coppie usati con sistemi a frequenze vettrici — aumentando la larghezza della banda da trasmettere e riducendosi contemporaneamente il valore dell'impedenza caratteristica — prevale per duplice motivo, nella corrente diafonica, il contributo portato dal termine rappresentativo dell'accoppiamento elettromagnetico $\omega M/Z$. Così riducendosi l'impedenza caratteristica da circa $400 \div 800\ \Omega$ (bicoppie a leggera carica) a circa $125 \div 140\ \Omega$ (coppie non caricate per frequenza vettrice) e aumentando la larghezza della banda trasmessa da 4 kHz a 60 kHz, mentre l'accoppiamento elettromagnetico aumenta nel rapporto di circa 1 a 90, quello elettrico s'incrementa solo nel rapporto di circa 1 a 2,5.

Le correnti di paradiafonia, eliminate o ridotte nei cavi a bicoppie con l'allontanamento, in strati diversi, dei circuiti trasmettenti in versi opposti, sono annullate nei cavi a coppie utilizzati con sistemi a canali plurimi, con l'uso di cavi separati per i due versi di trasmissione, anche se i predetti cavi siano posati in condutture adiacenti. Per altro le riflessioni risultanti da irregolarità d'impedenza invertono il senso della propagazione e producono così paradiafonia, difficilmente eliminabile su una banda estesa di frequenze, la quale può essere evitata con l'uni-

---

(11) In qualche impianto americano o inglese con cavi a coppie non caricati a frequenze vettrici e più particolarmente in impianti tedeschi, la cui tecnica si è meno allontanata dai metodi di bilanciamento adoperati per circuiti a frequenza vocale, è stato effettuato l'equilibramento con condensatori.

formità delle impedenze delle singole pezzature di cavo, nonchè col rigoroso adattamento dell'impedenza dell'equipaggiamento a quella caratteristica del cavo. Altra causa di paradiafonia può essere rappresentata dai collegamenti interni delle stazioni e rimane ridotta da appropriati schermi, dalla separazione dei circuiti a frequenza vocale o vettrice, dalla soppressione di derivazioni attraverso le alimentazioni, dall'utilizzazione di una presa di terra unica, dall'uso di bobine d'arresto sui circuiti a frequenza vocale per l'eliminazione delle frequenze vettrici, e via dicendo.

La telediafonia invece, che risulta composta dalla somma delle correnti le quali, traversando tutta la lunghezza del cavo, di sezione in sezione, sia nella coppia perturbatrice, sia in quella perturbata, arrivano all'estremità ricevente con relazioni definite di fase, può essere corretta connettendo tra appropriati conduttori delle coppie una cellula di equilibramento di tipo semplice. Al fine poi di concorrere alla diminuzione dell'accoppiamento elettromagnetico fra coppie della stessa bicoppia, alle frequenze dei sistemi a canali plurimi qui considerati, vengono usati cavi con bicoppie a stella od a coppie, i quali ultimi, per una data capacità, presentano, per i più notevoli valori di frequenze adottate, una resistenza effettiva inferiore ai primi; altresì, sempre per lo stesso scopo, le coppie del cavo sono avvolte con passi differenti, non adoperate per la formazione del circuito virtuale, trasposte regolarmente dal cavo di andata a quello di ritorno, se trattasi di cavi per l'utilizzazione promiscua con circuiti a frequenza vocale e con altri a frequenza vettrice, e separate dalla guaina mediante un forte spessore di isolante per ridurre la componente resistiva dovuta alle correnti di Foucault, indotte nel mantello di piombo dallo strato di coppie a questo prossimo.

Sebbene i precedenti accorgimenti antidiafonici siano notevoli, pur tuttavia l'alta velocità di propagazione su coppie non caricate, alle frequenze vettrici considerate, interessando circuiti di lunghezza sempre maggiore, nonchè l'elevato guadagno degli amplificatori di linea — molto superiore a quello dei circuiti a frequenza vocale — richiedono severi valori di attenuazione diafonica; poichè le rispettive correnti, dovute a squilibri in punti diversi, tendono a raggiungere nello stesso tempo l'estremità del circuito perturbato, è possibile conseguire buoni valori di attenuazione diafonica, in un largo campo di frequenze, introducendo, come si è precedentemente detto, cellule di compensazione in un numero di punti relativamente piccolo.

Pertanto nel punto di mezzo di ciascuna sezione di amplificazione, o all'entrata dei ripetitori di linea, sono connesse bobine regolabili di mutua induttanza, tra ciascuna delle coppie a correnti vettrici e tutte le altre, ottenendosi, come si è accennato, un soddisfacente valore di diafonia, fino alle più alte frequenze considerate. È da tenere presente che il numero delle combinazioni di equilibrio aumenta colla nota espressione $n\ (n - 1)/2$ in cui n è il numero delle coppie utilizzate con frequenze vettrici; così per 20 coppie sono necessarie 190 mutue induttanze;

le quali, nell'attuazione costruttiva di alcuni impianti americani, sono tutte installate su apposito pannello, al quale vengono riportate le numerose combinazioni fra coppia e coppia, di modo che i fili di collegamento fra queste e le mutue induttanze di equilibramento siano di lunghezza esigua.

Si accenna brevemente a taluna particolarità della bobina di mutua induttanza regolabile usata in qualche impianto americano ([12]). Essa (fig. 12) può fornire una mutua induttanza variabile fra + 1,6 e — 1,6 μH, mediante la mobilità di due nuclei magnetici (lega di permalloi e molibdeno finemente polverizzata e fortemente compressa) essendo risultato dalle esperienze eseguite, che il disquilibrio massimo d'induttanza in una sezione di amplificazione può variare da circa 1,3 a circa 1,5 μH. Al fine di poter fornire tensioni di segno contrario, l'avvolgimento primario è in serie discorde ed ha in derivazione una resistenza induttiva onde ottenere il valore richiesto per l'impedenza mutua, mentre il secondario è in serie concorde; ambo gli avvolgimenti sono poi della forma indicata nella figura 12 per annullare la mutua impedenza dovuta a eventuali correnti longitudinali transitanti sul circuito perturbatore o perturbato, qualunque sia la posizione del circuito magnetico mobile. È possibile così, secondo la reciproca posizione dei nuclei magnetici, ottenere nel circuito perturbato una tensione nulla, positiva o negativa. Al fine di poter mantenere costante il valore dell'induttanza primaria al variare dell'induttanza mutua, che devesi adattare al particolare valore richiesto dallo squilibrio contingente, la lunghezza degli avvolgimenti, quella dei nuclei magnetici e la loro reciproca possibilità di regolazione rispetto alla posizione relativa degli avvolgimenti, sono tali che la variazione d'induttanza di uno dei semiavvolgimenti primario o secondario — dovuta alla mobilità del nucleo magnetico con questo associato — è opposta a quella prodotta dal nucleo associato con l'altro semiavvolgimento primario o secondario.

È possibile così ottenere con una opportuna scelta e con la graduale applicazione dei procedimenti su esposti, un aumento dell'attenuazione di diafonia molto sensibile, come si desume dalla figura 13, dove in funzione della frequenza sono riportati i valori medi dell'attenuazione di diafonia su di una sezione di amplificazione di un impianto americano, prima delle operazioni di selezione ed equilibramento e successivamente dopo la selezione e dopo l'equilibramento, con il procedimento dianzi accennato delle mutue induttanze.

In una comunicazione a frequenza vettrice su circuiti in cavo i valori minimi di livello raggiungibili sono praticamente segnati dalla entità dei disturbi, i quali provenienti da varie cause e in misura diversa, concorrono a stabilire l'attenuazione massima raggiungibile in una sezione

([12]) M. A. Weaver, R. S. Tucker a. P. S. Darnell: Crosstalk and noise features of cable carrier telephone system - Bell S. T. J., 1938, XVII, p. 137; recensito in A. F., 1938, VII, p. 677.

di amplificazione. Oltre i disturbi originati da diafonia, dei quali si è ampiamente parlato in precedenza, bisogna distinguere, per i disturbi di altra natura, fra quelli provocati da cause insite nelle caratteristiche dell'impianto e quelli apportati da cause esterne. In base alla predetta

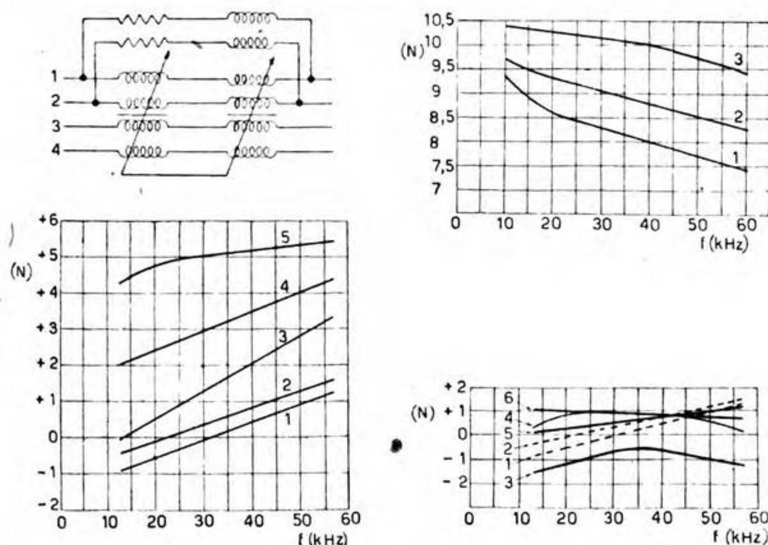


Fig. 12. — Schema di una mutua induttanza di equilibramento [da M. A. Weaver, R. S. Tucker e P. S. Darnell (12)].

Fig. 13. — Valori medi di telediafonia in una sezione di amplificazione, prima della selezione delle coppie (curva 1), dopo di questa (curva 2), e dopo effettuati la selezione e l'equilibramento (curva 3) [da M. A. Weaver, R. S. Tucker e P. S. Darnell (12)].

Fig. 14. — Valori dei vari disturbi all'uscita di un amplificatore di linea prima dell'applicazione dei sistemi di riduzione: 1, disturbo dovuto all'agitazione termica degli elettroni; 2, somma del disturbo precedente e di quello dovuto ai tubi amplificatori; 3, disturbo proveniente dalle stazioni di amplificazione a frequenza vocale; 4, disturbo dovuto a cause insite nelle stazioni d'amplificazione telefonica e telegrafica; 5, disturbo proveniente da tensioni di natura elettrostatica [da M. A. Weaver, R. S. Tucker e P. S. Darnell (12)].

Fig. 15. — Valore dei disturbi di cui alla figura 14, nonchè del disturbo dovuto a tensioni di natura elettrostatica indotto direttamente sul cavo (curva 6), dopo l'applicazione dei sistemi di riduzione [da M. A. Weaver, R. S. Tucker e P. S. Darnell (12)].

discriminazione, nella prima categoria sono compresi i disturbi dovuti all'agitazione termica degli elettroni nei conduttori, che raggiungono l'ordine di grandezza $2 \cdot 10^{17}$ W su una sezione di amplificazione all'entrata dell'amplificatore di linea, nonchè quelli analoghi introdotti attraverso i tubi elettronici degli amplificatori. Sono altresì da considerare i

disturbi provenienti dalle sorgenti di alimentazione dei sistemi a frequenza vettrice, dalle stazioni di amplificazione a frequenza vocale, nonchè dai circuiti e dalle apparecchiature telegrafiche funzionanti su bicoppie dello stesso cavo, utilizzato promiscuamente per frequenze vocali e vettrici, dovute a conversazioni telefoniche o al funzionamento dei relè o di altri organi, i quali, potendo penetrare nel cavo sulle bicoppie a frequenza vocale, possono poi essere indotti attraverso queste sui circuiti a frequenza vettrice, soprattutto nei punti di più basso livello per le correnti di alta frequenza. Oltre all'adozione di bobine di arresto di particolari caratteristiche, le quali inserite sui circuiti a frequenza vocale, all'entrata delle stazioni di amplificazione, possono impedire alle frequenze vettrici di penetrare sui circuiti a frequenza vocale; è praticata nei punti di amplificazione, una meticolosa separazione elettrica e meccanica fra i circuiti a frequenza vettrice e quelli a frequenza vocale.

Infine nella seconda categoria, oltre i disturbi provocati da stazioni radioelettriche, sono da considerare quelli provenienti da linee di energia o di trazione elettrica, originati da correnti periodiche indotte o da cause di carattere aperiodico, come in particolare sovratensioni atmosferiche di natura elettrostatica, i quali pur avendo sede al di fuori del cavo, possono in questo introdursi nei punti di giunzione con tratti aerei delle sue bicoppie a frequenza vocale o con cavi derivati, e sono sottomessi all'effetto di schermo della guaina di piombo, effetto che cresce rapidamente con la frequenza. Nella figura 14 sono riportati i valori raggiunti dai vari tipi di disturbi, al variare della frequenza, all'uscita di un amplificatore di linea con guadagno pari all'attenuazione della sezione di amplificazione considerata, mentre nella figura 15 sono riportati i valori degli stessi disturbi dopo aver applicato gli opportuni accorgimenti per la loro riduzione. In particolare è da notare che, alle frequenze vettrici più elevate, il disturbo dovuto alle sovratensioni atmosferiche è inferiore alla somma dei disturbi dovuti all'agitazione termica dei conduttori e a quelli originati dai tubi elettronici.

5. - Considerazioni generali sui sistemi a frequenze vettrici.

L'uso delle frequenze vettrici offre la possibilità di spostare la banda delle frequenze vocali in un'altra posizione dello spettro, mediante la modulazione di una corrente sinusoidale. Con la modulazione di più correnti sinusoidali (frequenze vettrici) è possibile trasferire in diverse posizioni dello spettro più comunicazioni a frequenza vocale, le quali si propagano, se il sistema è privo di distorsione armonica, indipendentemente l'una dall'altra, e possono essere restituite, nei punti di arrivo, previa demodulazione, nella posizione occupata prima della modulazione.

Data, come si è visto in precedenza, la posizione reciproca dei circuiti di trasmissione e ricezione costituiti con bicoppie situate in strati diversi del cavo o con coppie facenti parte di cavi distinti per ciascun verso di trasmissione, è possibile, senza eccessivi accorgimenti, adoperare le

stesse frequenze vettrici nei due versi, ed al fine di ridurre la banda di frequenze trasmesse e di non sovraccaricare gli amplificatori di linea, sia nei sistemi a uno o più canali per circuiti leggermente pupinizzati, sia nei sistemi a canali plurimi per coppie non caricate, viene trasmessa una sola banda di modulazione, sopprimendosi la portante e l'altra banda.

Nella scelta delle frequenze vettrici devonsi conciliare esigenze di natura opposta; così per avere una buona qualità della trasmissione, è necessario trasmettere le frequenze comprese tra 300 Hz e 2600 Hz e, in sèguito a recenti perfezionamenti dei trasduttori elettroacustici, la banda di 2300 Hz subisce un ulteriore aumento, stabilendosi una larghezza di banda di 4 kHz per circuito. È da tenere altresì calcolo nella larghezza della banda necessaria per ogni singola comunicazione dei tratti dello spettro perduti per il fatto che l'attenuazione dei filtri nella zona non passante, sebbene cresca rapidamente, non raggiunge elevati valori se non per frequenze notevolmente distanti dalla frequenza limite. Così pure è da considerare l'analoga porzione di spettro perduto fra il circuito a frequenza vocale e quello a frequenza vettrice di più basso valore. Devesi anche ricordare la necessità di una banda di larghezza molto superiore per eventuali circuiti radiofonici, la quale viene ottenuta coll'assegnare al circuito la larghezza di banda competente a due canali anzichè ad uno.

D'altronde un aumento per le ragioni su esposte dello spettro trasmesso porta con sè più elevati valori di frequenza, e poichè l'attenuazione e la diafonia crescono con la frequenza, diventano sempre più severe le condizioni di lavoro del circuito, rimanendo in definitiva correlative ai metodi specifici antidiafonici usati e alla distanza massima stabilita per i punti di amplificazione, nonchè alle difficoltà inerenti ed all'esatta regolazione e allo studio degli amplificatori di linea; difficoltà tanto più notevoli quanto più larga è la banda di frequenze trasmesse ed in conseguenza quanto maggiore risulta il rapporto tra la frequenza massima e quella minima.

Una completa disamina delle caratteristiche dei sistemi attuati dalle varie case costruttrici, sia a singoli canali per circuiti leggermente pupinizzati, sia a canali plurimi per coppie non caricate, è stata fatta da A. Sapienza (13); da essa si è tratta la tabella II.

Passando ora alla descrizione delle varie parti che compongono un sistema a frequenza vettrice su cavi, si può dire che i vari organi differiscono nei particolari da costruttore a costruttore, ma per altro si può concettualmente individuare il sistema con alcuni apparati fondamentali la cui reciproca posizione differisce poco da sistema a sistema.

Nel sistema a canale unico, usato sulle coppie leggermente pupinizzate, fra gli organi fondamentali in ricezione si ha un filtro passa-banda

(13) A. Sapienza: Principali caratteristiche di alcuni sistemi per telefonia a frequenze portanti - Rass. Poste e Telecom., 1943, XV, p. 190 (con estesa bibliografia).

TABELLA II. — *Sistemi a frequenze portanti per cavi a coppie o a bicoppie.*

(Per tutti sono usati circuiti a quattro fili per la trasmissione nei due sensi, e le portanti non sono trasmesse).

Sistema	Num. dei canali	Frequenze portanti (kHz)		Bande trasmesse			Livello di emiss.	Portata (dB)	Modulazione
		$a \rightarrow b$	$b \rightarrow a$	(kHz)	$a \rightarrow b$	$b \rightarrow a$			
1 + 1	1	6	6	0,3 ÷ 2,6	inf.	inf.	+ 4	34	diretta
1 + 1	1	8	8	0,3 ÷ 3,4	inf.	inf.	+ 4	34	diretta
1 + 1	1	5,4	5,4	0,3 ÷ 2,4	inf.	inf.	+ 4	34	diretta
1 + 3	3	4-8-12	4-8-12	0,3 ÷ 2,7	sup.	sup.	+ 4	34	diretta
Post Office n. 4	4	6-9,2-12,5-16	6-9,2-12,5-16	0,3 ÷ 2,6	inf.	inf.	+ 4	44	diretta
Philips	9	8-16-...-72	8-16-...-72	0,3 ÷ 3,2	inf.	inf.	+ 5	65	diretta
Post Office n. 5	12	16-20-...-60	16-20-...-60	0,3 ÷ 2,6	inf.	inf.	+ 5	65	diretta
A.T.T.Co. K	12	12-16-...-56	12-16-...-56	0,2 ÷ 3,6	sup.	sup.	+ 9	75	mod. can.: 64 - 68 - ... - 108 kHz (b. inf.) mod. gr.: 120 kHz (b. inf.)
Siemens U	12	12-16-...-56	12-16-...-56	0,2 ÷ 3,6	sup.	sup.	+ 4	57	premod.: 8 kHz (b. inf.) mod. can.: 20 - 24 - ... - 64 kHz (b. inf.)
Ericsson	12	12-16-...-56	12-16-...-56	0,2 ÷ 3,6	sup.	sup.	+ 4	57	premod.: 8 kHz (b. inf. per i can. 1 ÷ 6, sup. per i can. 7 ÷ 12) mod. can.: 20 - 24 - ... - 40 kHz (b. inf.) e 28 - 32 - ... - 48 kHz (b. sup.)
Ericsson	16	12-15-...-57	12-15-...-57	0,3 ÷ 2,7	sup.	sup.	+ 4	57	premod.: 6 kHz (b. inf. per alcuni canali; b. sup. per altri) mod. can.: 21 - 27 - 45 - 51 kHz (b. inf. per alcuni canali; b. sup. per altri)
Philips	17	8-12-...-72	8-12-...-72	0,3 ÷ 3,2	inf.	inf.	+ 5	65	diretta

(o passa-alto) il quale, unitamente al filtro passa-basso inserito sul lato ricevente del circuito a frequenza vocale, elimina ogni possibilità di interferenza fra la bassa frequenza ed il canale a frequenza vettrice. Si ha poi, sempre in ricezione, il demodulatore seguito da un filtro passa--basso che serve a permettere alla sola banda a frequenza vocale, fra quelle ottenute dalla demodulazione, di raggiungere il circuito urbano, previa una successiva amplificazione, necessaria a causa dei bassi livelli di uscita dal demodulatore.

In trasmissione invece, dopo un limitatore di tensione e un filtro passa-basso, che elimina le più alte frequenze vocali, che non devono essere trasmesse, si trova il modulatore seguito da un filtro di banda. Attenuatori, in trasmissione e ricezione, hanno la funzione di rendere i livelli nei vari punti, ed in particolare all'entrata dei modulatori e demodulatori, di valore conveniente per il miglior funzionamento degli apparati. La frequenza portante viene ottenuta da un oscillatore assai stabile la cui erogazione viene amplificata e distribuita a più modulatori e demodulatori. Gli amplificatori di linea amplificano contemporaneamente il circuito a frequenza vocale e quello a frequenza vettrice. Su ciascun canale sono disposti poi i normali dispositivi differenziali per la trasformazione del circuito da 4 fili a 2 fili, nonchè gli organi per la chiamata, e così via.

Nel sistema con canali plurimi si fa uso di una doppia modulazione (di canale e di gruppo) secondo vari procedimenti di cui qui s'illustrano quello seguito dal gruppo Bell e quello adoperato dal gruppo Siemens. La differenza sostanziale tra i due procedimenti consiste nell'uso da parte della Bell di filtri a quarzo, mentre il gruppo Siemens si serve di normali filtri a cellule. Pertanto il primo procedimento prevede una modulazione mediante lo spettro afferente ai singoli canali di altrettante frequenze vettrici comprese nella banda 60 ÷ 108 kHz e distanziate di 4 kHz; e successivamente l'eliminazione della banda non desiderata con filtri a quarzo, che possono costruirsi economicamente per le frequenze di questo ordine. Con l'insieme delle varie bande inferiori di modulazione si modula successivamente una frequenza di 120 kHz e s'invia sulla linea la sola banda inferiore di questa seconda modulazione; pertanto le bande trasmesse si presentano come se appartenessero allo spettro superiore di modulazione ottenuto modulando direttamente le frequenze 12, 16, ..., 56 kHz, che possono quindi considerarsi come frequenze vettrici virtuali di questo sistema. Il procedimento adottato dalla Siemens è invece alquanto diverso, dato come si è detto, che tale procedimento adotta, invece che filtri a quarzo, normali filtri a cellule. Così mentre la banda vocale assegnata ad ogni canale premodula una frequenza di 8 kHz, la banda inferiore ottenuta da tale modulazione (4400 ÷ 7800 Hz) modula a sua volta le frequenze vettrici comprese nella banda 20 ÷ 64 kHz. Le bande superiori, per ogni canale di questa seconda modulazione, determinano sul cavo uno spettro di frequenze uguale a quello che si ha col precedente sistema.

6. - Considerazioni sugli apparati fondamentali adoperati.

I sistemi a frequenza vettrice si servono di alcuni apparati, i quali, pur variando nei particolari, hanno caratteristiche comuni molto importanti, che saranno accennate per quelli tra di essi che sono da considerarsi fondamentali e cioè: filtri, modulatori, amplificatori.

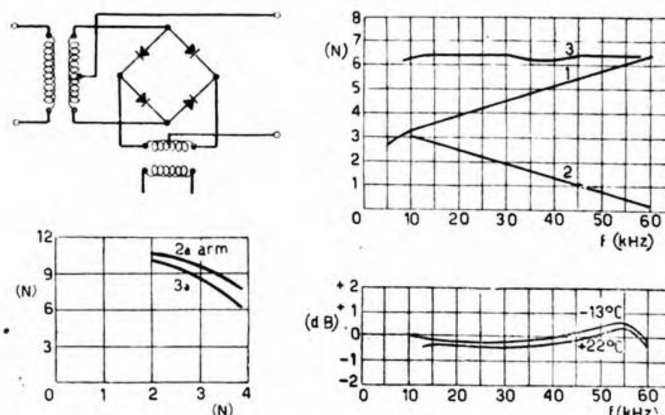


Fig. 16. — Schema di modulatore ad ossido molto adoperato nei sistemi a frequenza vettrice.

Fig. 17. — Curva di attenuazione-frequenza in una sezione di amplificazione (1), caratteristica del correttore di reazione (2), e curva risultante (3) [da A. S. Angwin e R. A. Mack ([14])].

Fig. 18. — Distorsione dovuta alla seconda e terza armonica della corrente all'uscita di un amplificatore di linea: ampiezza delle armoniche (in neper rispetto alla fondamentale), in funzione del livello d'uscita (in neper rispetto al livello 1 mW) [da A. S. Angwin e R. A. Mack ([14])].

Fig. 19. — Equivalente di trasmissione (in decibel), in funzione della frequenza, di un sistema a 12 canali del tipo K, per due diverse temperature [da C. W. Green ed E. I. Green ([8])].

I filtri, che rappresentano una notevole percentuale del costo degli equipaggiamenti terminali di un sistema a frequenze vettrici su cavi, hanno funzioni essenziali quali quelle della delimitazione della banda di ogni canale inviata al modulatore o proveniente dal demodulatore del canale stesso; della separazione delle bande afferenti ai singoli canali dopo la modulazione o la demodulazione di canale, nonchè la soppressione della banda non trasmessa; dell'analoga separazione delle singole bande dopo la modulazione o la demodulazione di gruppo, dell'eliminazione delle frequenze portanti del sistema, alimentanti i modulatori di canale e di gruppo, nonchè delle frequenze pilota.

Come si è accennato, in tali sistemi, per i filtri di canale e di alimentazione dei modulatori di gruppo e di canale, nonchè per quelli delle fre-

quenze pilota, vengono usati normali filtri a cellula da parte della Siemens, mentre da parte della Bell si adoperano filtri a cristallo.

I filtri a quarzo presentano una più accentuata pendenza della curva di attenuazione nella zona limite tra la banda passante e quella non passante, e pertanto si consegue con essi una diminuzione degli spettri di frequenze inutilizzati tra canale e canale, si ottiene altresì una minore distorsione della banda passante, rilevandosi una maggiore costanza di attenuazione per le frequenze trasmesse su un filtro a cristallo rispetto all'analogo filtro a reattanze (scarti massimi di 1 dB su una larghezza di banda di circa 3100 Hz). Altri vantaggi del filtro a cristallo sono la maggiore costanza delle caratteristiche con la temperatura e l'umidità, un minor volume necessario per l'installazione, sia nei confronti di analoghi tipi a reattanza, sia per l'eliminazione di necessarie modulazioni intermedie nel caso venissero usati filtri a reattanza.

Lo spostamento della banda a frequenza vocale nella banda da trasmettere sul cavo e la sua successiva restituzione alla ricezione nella primitiva posizione occupata nello spettro, avvengono rispettivamente mediante uno o più modulatori e demodulatori, i quali possono essere di vario tipo e caratteristiche. Qui si fanno solamente alcune considerazioni in rapporto al loro uso nei sistemi a frequenza vettrice che si studiano. Anzitutto nella modulazione, secondo il tipo di modulatore usato, e le rispettive ampiezze della frequenza vettrice e modulante, sono sempre presenti oltre la somma e la differenza delle componenti, anche numerose altre frequenze armoniche e combinazioni lineari delle componenti, che risultano dannose, sovraccaricando gli amplificatori, causando diafonia e distorcendo la parola; una scelta conveniente della distribuzione delle frequenze del sistema fa cadere i prodotti indesiderabili della modulazione in regioni dello spettro dove questi risultano meno nocivi ai livelli dei segnali utili.

I tipi di modulatore quasi unicamente usati nei moderni sistemi a frequenza vettrice sono ad ossido di rame, che presentano vari vantaggi rispetto ai tubi elettronici, quali la costanza delle caratteristiche, la semplicità dell'esercizio e la scarsità dei prodotti parassiti della modulazione. Fra questi quello della figura 16 è il più razionale, riducendosi i prodotti parassiti alle sole combinazioni lineari $f_2 \pm 3f_1$, sopprimendosi la frequenza portante, a meno di un residuo inferiore a $3 \div 3{,}5$ N rispetto al livello delle bande laterali trasmesse, il quale, dovuto a inevitabili squilibri, può essere compensato con opportuno circuito; così, per esempio, in qualche sistema americano il modulatore e il demodulatore di gruppo sono collegati in sensi opposti alla sorgente della frequenza portante, di modo che le componenti continue della modulazione si neutralizzino a vicenda. Sia dopo la modulazione di canale, sia dopo quella di gruppo, viene sempre soppressa, oltre la portante, anche una delle bande, per lo più l'inferiore, ottenendosi in tal modo, oltre gli altri vantaggi dianzi illustrati (occupazione di uno spettro più ristretto, minor sovraccarico degli amplificatori) anche quello di una trascurabile

distorsione armonica; e poichè, sia nella modulazione di canale, sia soprattutto in quella di gruppo, i livelli delle portanti sono molto superiori a quelle delle frequenze modulanti (così mentre i livelli di banda tra un modulatore di canale ed uno di gruppo sono nel rapporto di circa 1 a 3,5, le potenze delle rispettive portanti crescono nel rapporto di circa 1 a 50), la predetta distorsione è tanto più piccola quanto più bassa è la profondità di modulazione, che, dato il suo esiguo valore, produce anche l'effetto di una trascurabile distorsione di frequenza sempre connessa con la soppressione di una delle bande.

Nei sistemi a frequenza vettrice su cavi, completa il dispositivo di modulazione un tubo al neon, traslato sul circuito attraverso un trasformatore elevatore, e regolato in modo da rimanere innescato per picchi di tensione superiori a circa 1,5 V e conseguentemente frenare eventuali sovratensioni presenti nella banda.

È infine da ricordare che gli oscillatori che alimentano i modulatori di canale e di gruppo devono presentare una grande stabilità, in quanto che, con la soppressione di una banda e della portante, si creerebbe dissonanza nelle bande passanti se si verificasse uno scarto di frequenza di qualche decina di Hz fra i rispettivi oscillatori dei modulatori e dei demodulatori. Con la tecnica dei sistemi a frequenza vettrice su cavi è peraltro possibile raggiungere negli oscillatori a diapason una stabilità di frequenza di $\pm 2 \cdot 10^{6}$ Hz per grado centigrado e una stabilità di ampiezza di $\pm 0{,}03$ N.

La produzione delle frequenze vettrici per la modulazione di canale e per quella di gruppo è effettuata attraverso un opportuno dispositivo il quale, partendo dal citato oscillatore a diapason a grande stabilità, produce le varie frequenze vettrici attraverso la generazione magnetica delle corrispondenti armoniche con speciali bobine di ferro saturato a caratteristica non lineare. Un opportuno dispositivo con oscillatori di soccorso è previsto nel caso di guasti in modo tale che l'interruzione della trasmissione non superi la durata di circa 10 ms, tempo non apprezzabile agli effetti della eventuale comunicazione in atto sul circuito.

Data la larghezza di banda da trasmettere, fissati in base alle considerazioni precedenti (diafonia, disturbi) i valori massimi di attenuazione raggiungibili e il valore accertabile del livello in partenza, rimane definita la lunghezza di una sezione di amplificazione, non appena si fissi il diametro dei conduttori da usarsi. Così mentre nel sistema Bell si è preferito usare conduttori di 0,9 mm e quindi fissare la lunghezza della sezione di amplificazione in 20 km, la Siemens si vale invece di conduttori di 1,2 mm e quindi di una sezione di amplificazione di 35 km.

Gli amplificatori di linea, del tipo a reazione, sono in generale uguali a quelli terminali di trasmissione e ricezione, ma la rispettiva impedenza di uscita è adattata all'impedenza caratteristica della linea ($125 \div 140\ \Omega$) onde evitare trasformatori di adattamento, eccezion fatta per l'amplificatore di ricezione che rimane chiuso sull'impedenza di 600 Ω del rispettivo filtro.

I problemi risolti con un amplificatore a reazione negativa sono molteplici; per primo vengono ottenuti elevati valori di amplificazione con guadagni massimi di circa 7,5 N, pari ai valori massimi ammissibili di attenuazione, inoltre i predetti valori di amplificazione sono costanti in tutta la banda delle frequenze trasmesse dal sistema a frequenza vettrice; infatti l'attenuazione del circuito di reazione, in un amplificatore a reazione negativa, determina la caratteristica guadagno-frequenza di questo e poichè detta attenuazione riproduce esattamente, come si nota nella figura 17, l'attenuazione di una sezione di amplificazione, così la caratteristica guadagno-frequenza dell'amplificatore compensa esattamente l'attenuazione della linea in tutto lo spettro trasmesso.

I calcoli effettuati nei precedenti paragrafi trovano anche conferma nelle risultanze sperimentali del lavoro, di A. S. Angwin e R. A. Mark ([14]) che riferisce sull'impianto effettuato in Inghilterra, tra Bristol e Plymouth. Così nella figura 17, tratta da quel lavoro, le variazioni di attenuazione con la frequenza, su una sezione di amplificazione dell'impianto in questione, sono in buon accordo con i valori calcolati nella curva $d = 1{,}2$ mm della figura 8.

Sono però da considerare le azioni secondarie prodotte dall'egualizzatore del circuito di reazione, quali per esempio l'alterazione delle relazioni di fase introdotte fra le correnti amplificate, nonchè le difficoltà per la regolazione dei guadagni su differenti lunghezze di amplificazione o per gli inevitabili errori dovuti a non perfetta omogeneità di costruzione delle varie tratte di cavo o degli amplificatori di linea, difficoltà peraltro superabili attraverso egualizzatori i quali siano formati da una cellula base, corrispondente alla più corta tratta di amplificazione e da eventuali piccole cellule addizionali per tratte di amplificazione di diversa lunghezza o per tratte della stessa lunghezza, ma di caratteristiche leggermente diverse.

Altro e forse più importante risultato raggiunto è quello dell'indipendenza pressochè completa del guadagno dell'amplificatore dalle variazioni di alimentazione anodica e catodica, risultato che ha il suo pieno significato quando si pensi alla possibile ingente variazione dei valori di amplificazione su lunghi circuiti con molti ripetitori; si ottengono variazioni di guadagno in un singolo ripetitore dell'ordine di un centesimo di neper per variazioni delle correnti di alimentazione di circa 10 %.

Infine è da tener presente che la soppressione di una banda laterale e della portante, oltre a limitare l'ampiezza totale dello spettro trasmesso, contribuisce in modo notevole a non sovraccaricare gli amplificatori di linea e quindi in definitiva oltre a ridurre le distorsioni nei singoli canali, evita interferenze fra canali di diversa frequenza provocate fra questi ultimi dalla possibilità di intermodulazione. È pertanto necessario che la

([14]) A. S. ANGWIN a. R. A. MACK: Modern systems of multi-channel telephony on cables - J. I. E. E., 1937, LXXXI, p. 573.

distorsione armonica non superi il valore di 70 decibel su un amplificatore, quando all'origine di ogni canale vi sia una potenza di 1 mW. Nella figura 18 sono rappresentate, in funzione del livello di uscita, le attenuazioni di distorsione armonica, limitatamente alla seconda e alla terza, per un amplificatore di gruppo del sistema Bell; si nota che i predetti valori di distorsione sono trascurabili, dato il livello di uscita a cui funziona un tale amplificatore (0,5 N rispetto a 1 mW).

Anche la diafonia fra i vari canali di un sistema a frequenza vettrice è indipendente dalle proprietà delle rispettive coppie del cavo (essendo infatti questo un sistema di trasmissione lineare, le frequenze dei vari canali si propagano indipendentemente le une dalle altre e sono separate dai rispettivi filtri) e può essere dovuta a cause insite negli apparati. Così l'attenuazione di diafonia fra amplificatori di gruppo di un sistema, nella stessa direzione, e nelle condizioni di guadagno massimo, può raggiungere valori superiori a 9,2 N; per quanto riguarda poi il disturbo, indipendentemente da quello del cavo, è da considerare l'altro che può generarsi nelle apparecchiature del relativo sistema, dovuto, per esempio, ad un'intermodulazione negli amplificatori di gruppo, od a mutua induzione fra sistemi diversi, o ad alimentazioni non perfettamente filtrate; tuttavia esso può essere, con opportuni accorgimenti, ridotto a valori dell'ordine di 0,4 mV e quindi rimanere ancora molto inferiore al limite ammissibile di 2 mV.

Infine è da tenere nel massimo conto la regolazione del livello di linea variabile con la temperatura, effettuata su ogni tratta di amplificazione con un metodo di ponte di cui uno dei bracci è costituito da una coppia del cavo. Il ponte, attraverso la misura della resistenza a corrente continua della predetta coppia pilota, può fornire, con grande approssimazione, l'attenuazione delle coppie a frequenza vettrice, e agire attraverso un particolare dispositivo automatico a servomotori, sulla regolazione del guadagno dei singoli amplificatori di linea. La figura 19 mostra per le due temperature di — 13°C e + 22°C la caratteristica equivalente-frequenza, in tutta la banda trasmessa, di un sistema a 12 canali del tipo K, equipaggiato con la predetta regolazione automatica; dalla figura si nota che la distorsione massima sull'intero spettro del sistema è inferiore a 2 dB, di modo che la distorsione di qualsiasi canale del sistema è praticamente trascurabile.

Milano - Stazione amplificatrice telegrafonica dello Stato.

LETTERE AL DIRETTORE

Esperienze sull'interazione con risonanza fra radioonde nella ionosfera.

In una memoria apparsa nel 1937 nel « Philosophical Magazine » (1) *V. A. Bailey, continuando i suoi studi sulla interazione di radioonde nella ionosfera* (*effetto Lussemburgo*) (2), *dimostra, con l'ausilio del calcolo, come il grado di modulazione impressa da una radioonda su di un'altra, durante il loro contemporaneo passaggio nella stessa zona della ionosfera, aumenti da 4 a 10 volte rispetto a quello primitivo, se la frequenza dell'onda perturbatrice differisce di poche unità per cento dal valore della frequenza giromagnetica locale* (3). *Seguendo infatti lo sviluppo dei calcoli dell'autore, si vede come il lavoro medio compiuto dal campo elettrico su di un elettrone presenti nel caso dell'onda straordinaria un massimo spiccato, che invece non si verifica per l'onda ordinaria, quando la frequenza passa attraverso la girofrequenza, verificandosi in questo caso un effetto di risonanza. Ciò è in accordo con precedenti deduzioni* (*Appleton, Barnett, Nichols e Shelleng*). *Appunto a tale effetto di risonanza è dovuto il maggiore grado di modulazione parassitaria. Esperienze eseguite nel marzo del 1937 tra Gran Bretagna, Francia e Belgio, con stazioni radiofoniche*

---

(1) V. A. Bailey: Nature, 1937, CXXXIX, p. 68; Nature, 1937, CXXXIX, p. 838; Phil. Mag., 1937, XXIII, p. 929; Phil. Mag., 1938, XXVI, p. 425.

(2) L'effetto Tellegen o Lussemburgo (o effetto intermodulante), scoperto nel 1933 dal Tellegen in Olanda, consiste nell'ascoltare con un radioricevitore selettivo, accordato su di una data stazione, il programma emesso da un'altra stazione di frequenza completamente diversa dalla prima. Secondo l'idea più diffusa, il fenomeno è dovuto all'interazione delle due radioonde propagantisi nella stessa regione della ionosfera (V. A. Bailey e D. F. Martyn: Phil. Mag., 1934, XVIII, p. 369). La stazione su cui è accordato il radioricevitore si chiama ricercata, mentre quella che produce l'effetto perturbatrice o intermodulatrice (si veda anche: M. Cutolo: Energia, I (2-3), p. 21).

(3) La frequenza giromagnetica $f_r = eH/(2\pi m)$ (e, m, costanti elettroniche, in unità assolute elettromagnetiche) è la frequenza con la quale gli elettroni liberi della ionosfera ruotano su orbite circolari per effetto del campo magnetico terrestre H. Una stazione perturbatrice che emette una frequenza quasi uguale alla girofrequenza locale viene chiamata girostazione mentre l'onda emessa giroonda e l'interazione provocata girointerazione.

emittenti su frequenze fisse non molto distanti da quella giromagnetica locale, hanno confermato in gran parte tali previsioni.

Partendo dai risultati di codesti studi e pensando con V. A. Bailey che, col far variare la frequenza di un trasmettitore intorno alla frequenza giromagnetica locale, dovrebbe riuscire possibile la determinazione dell'intensità del campo magnetico terrestre nella ionosfera, si è intrapresa [4] *una serie di esperienze tendenti a dimostrare il fenomeno della risonanza nell'effetto Lussemburgo, per constatare il grado di attendibilità da assegnare alla teoria sulla girointerazione, e a misurare la frequenza giromagnetica locale.*

Per attuare le esperienze occorrono una stazione ricercata su cui accordare il radioricevitore e una stazione perturbatrice (girostazione) la cui frequenza possa essere variata intorno alla girofrequenza locale. La misura si può effettuare con due radioricevitori molto selettivi, di cui uno accordato sulla ricercata e l'altro, del tipo frequenziometrico, destinato a rilevare la variazione di frequenza della girostazione. Mediante il primo è possibile cogliere l'istante in cui l'effetto di girointerazione ha la massima intensità; mentre col frequenziometro si rileva, nell'istante considerato, il valore della frequenza della perturbatrice che ha prodotto il fenomeno di risonanza nell'interazione. Conoscendo tale frequenza, press'a poco uguale a quella giromagnetica locale, si può ricavare il valore di quest'ultima e in fine il valore totale del campo magnetico terrestre nella zona di ionosfera interessata.

Le esperienze, che si sono potute svolgere, grazie alla preziosa collaborazione prestata dalla Radio Vaticana, dalla Marina e dall'Aeronautica, sono state precedute da alcune prove preliminari effettuate il 19, il 20 e il 21 dicembre 1945 dalla Radio Vaticana e dalle stazioni militari di Taranto, Napoli e Centocelle, per verificare se la potenza delle stazioni (inferiore a 1 kW-antenna), le lunghezze d'onda e le ore notturne prescelte fossero adatte per lo scopo.

Le esperienze di girointerazione hanno avuto inizio la notte del 12 marzo e si sono protratte per quattordici notti sino al 9 aprile 1946. Le ore prescelte sono state sempre comprese tra le 0130 e le 0500 del tempo medio dell'Europa Centrale. Hanno funzionato da ricercate le stazioni della Marina di Monte Parano (Taranto) (465 kHz, pari a 645 m, 1 kW-antenna) e di Napoli (338 kHz, pari a 887 m, 700 W-antenna) e il carro R. T. 800 di Crotone (531 kHz, pari a 560 m, 1 kW-antenna) dell'Aeronautica, mentre la Radio Vaticana ha agito da perturbatrice.

Le ricercate emettevano la sola portante con frequenze variabili al massimo entro 0,25 ‰ e con correnti di aereo praticamente costanti. Radio Vaticana ha emesso onde modulate con frequenza di modulazione di 400 ± 0,5 Hz con gradi di modulazione di 70 ed 80 %.

---

(4) L'idea di effettuare le esperienze, il metodo di esecuzione e l'interpretazione sono di M. Cutolo; le misure sono state eseguite dai tre autori; in particolare si devono a M. Carlevaro il calcolo delle antenne e la costruzione del grafico.

Per avere un maggior numero di dati, si è pensato di adoperare tre stazioni ricercate al posto di una sola, allo scopo di avere tre zone diverse di riflessioni in tre punti della ionosfera situati ad opportune distanze dal cielo di Roma. Mentre il punto di riflessione delle radioonde di Taranto capitava all'incirca su Montefalco (Foligno), a 111 km da Roma, e quello delle radioonde di Napoli su Roccastrada (Grosseto), a 175 km da Roma, il punto di riflessione delle onde provenienti da Crotone era all'incirca su Fara Sabina, a 42 km da Roma. Così, in base alla teoria di V. A. Bailey e alle esperienze precedenti sull'effetto Lussemburgo, la proiezione sulla terra dei punti di riflessione delle onde delle ricercate è stata sempre

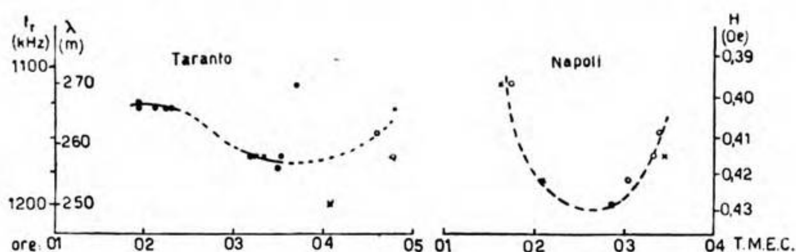


Fig. 1. — Osservazioni eseguite: ●, attendibili; O, probabili; ×, dubbie.

compresa entro i 200 km dalla Radio Vaticana. Le lunghezze d'onda delle tre ricercate sono state scelte in base alle rispettive distanze dalla ricevente (situata a Torino nella sede dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris) perchè, secondo i calcoli di V. A. Bailey, si ha che per la distanza di 400 km la lunghezza d'onda dev'essere uguale a 2000 m; per la distanza di 600 km a 1200 m; e infine per una distanza di 1200 km a 600 m.

Oltre al centro d'ascolto di Torino hanno funzionato da riceventi ausiliarie le stazioni militari di Genova, Livorno, Roma e Napoli. Tuttavia le lunghezze d'onda delle ricercate sono state scelte sempre in base alla distanza tra le singole stazioni e Torino.

Le stazioni di Taranto e Napoli emettevano secondo un piano orario prestabilito linee (onde persistenti senza modulazione) della durata di 5 minuti separate da 5 minuti di pausa, tra le 0130 e le 0230, tra le 0245 e le 0345 e tra le 0400 e le 0500 del tempo medio dell'Europa Centrale (in tutto tre trasmissioni di un'ora ciascuna). I pannelli adoperati dalle due stazioni erano i T. M. 1000 in dotazione della Marina italiana; gli aerei erano del tipo marconiano normalmente usato dalla stazione.

Il pannello utilizzato dalla Radio Vaticana era del tipo R. T. 1000 in dotazione dall'Aeronautica italiana, opportunamente modificato per la gamma di onde comprese tra 200 e 350 m. Le sue emissioni avvenivano secondo lo stesso schema orario delle altre due stazioni e consistevano nella trasmissione di onde modulate (400 Hz, modulazione 70 od 80 %) secondo le lettere X oppure XO, con cadenza di manipolazione molto lenta. La

TABELLA I. - *Osservazioni di effetto Lussemburgo.*

(Stazione perturbatrice: Radio Vaticana).

Punto	Giorno	Ora T.M.E.C.	λ (m)	f_r (kHz)	H (Oe)	Osservazione (5)
			Stazione ricercata: Taranto.			
1	14/3	0447	258	1162,8	0,4151	probabile
2	19/3	0332	258	1162,8	0,4151	attendibile
3	19/3	0342	270	1111,1	0,3967	attendibile
4	22/3	0216	266	1127,8	0,4026	attendibile
5	22/3	0405	250	1200,0	0,4284	dubbia
6	22/3	0436	262	1145,0	0,4088	probabile
7	30/3	0208	266	1127,8	0,4026	attendibile
8	30/3	0217	266	1127,8	0,4026	attendibile
9	30/3	0311	258	1162,8	0,4151	attendibile
10	30/3	0408	266	1127,8	0,4026	dubbia
11	31/3	0157	266	1127,8	0,4026	attendibile
12	4/4	0320	258	1162,8	0,4151	dubbia
13	4/4	0330	256	1171,9	0,4184	attendibile
14	6/4	0315	258	1162,8	0,4151	dubbia
15	9/4	0157	267	1123,6	0,4011	attendibile
			Stazione ricercata: Napoli (6).			
1	27/3	0203	254	1181,1	0,4217	dubbia
2	27/3	0328	258	1162,8	0,4151	dubbia
3	30/3	0252	250	1200,0	0,4284	attendibile
4	30/3	0303	254	1181,1	0,4217	probabile
5	30/3	0324	262	1145,0	0,4088	probabile
6	31/3	0137	270	1111,1	0,3967	dubbia
7	31/3	0145	270	1111,1	0,3967	probabile
8	4/4	0320	258	1162,8	0,4151	probabile
9	7/4	0437	266	1127,8	0,4026	probabile

(5) È detta probabile l'osservazione raccolta da un solo ascoltatore; attendibile quella verificata da più ascoltatori; dubbia quella non percepita distintamente per disturbi o breve durata del fenomeno.

(6) I punti 1 e 2 relativi alla stazione ricercata Napoli si sono ottenuti su una lunghezza d'onda di Napoli di 924 m, pari a 318 kHz.

potenza irradiata è stata quasi sempre inferiore ad 1 kW-antenna, in generale 700 od 800 W. L'aereo è stato sempre del tipo marconiano.

Nelle prime notti d'esperienze le frequenze emesse durante ciascuna ora di trasmissione corrispondevano a lunghezze d'onda comprese tra 250 e 270 m, con una legge di divisione di 4 m in 4 m. Avendo constatato per più volte che l'effetto Lussemburgo si avvertiva quasi sempre sulle onde di 258 m o 266 m, secondo l'ora notturna, si è fatta più fine la legge di variazione delle lunghezze d'onda comprese tra 250 e 270 m, facendo mutare queste di 2 m in 2 m, e, nelle notti del 6, 7, 9 aprile, di 1 m. In tal modo, poichè l'effetto si presentava su una determinata onda e non sulle due contigue, l'approssimazione della misura è stata all'incirca del 4 °/oo.

La stazione ricevente di Torino consisteva in due radioricevitori del tipo SAFAR 741/A rispettivamente accordati sulle onde di Taranto e Napoli, provvisti di filtri acustici a stretta banda e con un'antenna marconiana di 40 m in tratto orizzontale, posta all'altezza dal suolo di 25 m.

Nonostante le avverse condizioni meteorologiche e la presenza di tempeste magnetiche, è stato quasi sempre riscontrato sulla portante di Taranto, e sporadicamente anche su quella di Napoli, il segnale di Radio Vaticana.

Come si rileva dal grafico della figura 1 e dalla tabella I, che raccoglie i dati riportati nel grafico, l'effetto si è verificato con una determinata frequenza di Radio Vaticana, per una certa ora della notte. Le onde su cui si è presentata la interazione sono quelle di 258 e di 266 m. Mentre la seconda era l'onda caratteristica per cui compariva l'effetto nella prima ora di trasmissione e più precisamente tra le ore 0155 e le 0220, quella di 258 m era l'onda caratteristica tra le 0245 e le 0345 e precisamente tra le 0310 e le 0330. Come si rileva dal diagramma e dalla tabella, il fenomeno si è presentato su frequenze crescenti col trascorrere delle ore notturne almeno per quanto riguarda i dati sicuri; non si è mai presentato sulle onde al di sopra di 270 e al disotto di 250 m. Dai dati riportati appare chiaramente come, al variare della frequenza della Radio Vaticana, l'effetto fosse osservabile soltanto per una determinata frequenza e per una determinata ora della notte, superate le quali il fenomeno si aveva su frequenze diverse e sempre superiori, almeno per le prime due ore di trasmissione. L'intensità del segnale è stata sempre maggiore nella seconda ora di trasmissione, tra le 0230 e le 0330.

Durante la terza ora di trasmissione, tra le 0400 e le 0500, non si sono potute avere segnalazioni sicure, ma soltanto osservazioni probabili e comunque d'intensità molto debole. Il che starebbe a indicare, d'accordo con i risultati di altre esperienze (7), *che il grado della modulazione parassita decresce verso l'alba raggiungendo (nel caso nostro) valori tanto bassi da essere difficilmente percettibili.*

La scarsità delle osservazioni sull'onda di Napoli si spiegherebbe pensando che il suo punto di riflessione (Roccastrada) dista da Roma 175 km

---

(7) J. Grosskopf: H. F. Techn. u. El. Ak., 1938, LXI, p. 18.

e che si è dovuta adoperare un'onda di 887 m invece di quella di 1040 m valutata in base alla teoria di V. A. Bailey.

La stazione di Crotone è entrata in funzione soltanto le ultime tre notti di esperienze, sì che non si sono potuti effettuare i rilievi in forma opportuna. Delle stazioni riceventi ausiliarie solo il Centro R. T. di Livorno ha segnalato un'osservazione sicura dell'effetto la notte del 14 marzo alle ore 0427 sulla portante di Taranto e con un'onda della Radio Vaticana di 234 m.

Infine è interessante osservare che i valori misurati dell'intensità del campo magnetico terrestre H, per i punti di riflessione delle onde delle ricercate e per altezze comprese tra 120 e 200 km circa, sono in buon accordo con quelli calcolati con la formula dello Schmidt: $H = H_0 (1 - 3\, h/R)$, *dove* H_0 *è il valore del campo magnetico terrestre alla superficie della terra, h l'altezza da questa superficie ed R il raggio della terra.*

Dall'esame delle osservazioni fatte durante le quattordici notti di esperienze, dallo studio dei risultati delle campagne tedesche sull'effetto Lussemburgo e dalle conclusioni teoriche di V. A. Bailey, si possono trarre le seguenti deduzioni. Poichè l'interazione era stata precedentemente ottenuta con stazioni della potenza dell'ordine del centinaio di kilowatt e poichè è stato dimostrato dal Bailey che si può ottenere con potenze dell'ordine di 1 o 2 kW soltanto col fenomeno della girointerazione, le esperienze di cui si dà qui notizia, dicono che l'effetto riscontrato è dovuto al fenomeno di risonanza previsto dal fisico australiano. L'impossibilità di costruire una curva di risonanza dalla quale rilevare il massimo dell'effetto è dovuta alla scarsissima potenza della girostazione. L'aver osservato il fenomeno soltanto nel caso di risonanza comporta che effettivamente (come prevede la teoria citata) il grado della modulazione parassita diventa molto più grande di quello provocato da un'onda di frequenza diversa. Un'ulteriore conferma che si tratti di girointerazione si ha pensando che l'intermodulazione è prodotta da un'onda corta su una più lunga.

Poichè le onde di Taranto e Napoli sono state scelte in base alle loro rispettive distanze da Torino (secondo la legge indicata dal Bailey) e poichè le stazioni riceventi di Genova e Livorno non hanno riscontrato l'effetto Lussemburgo (salvo in uno o due casi), ciò mostra ancora una volta come la teoria di V. A. Bailey abbia trovato nelle esperienze descritte una buona conferma. Riguardo alla variazione della girofrequenza durante le ore notturne, essa potrebbe essere dovuta allo spostamento del punto di riflessione delle onde di Taranto e Napoli.

Si ringraziano vivamente il professore E. Carlevaro, Direttore dell'Istituto di Fisica tecnica dell'Università di Napoli, per aver incoraggiato il presente studio e per aver promosso la campagna; il professore A. Pinciroli, Capo della Sezione Radiotecnica dell'I. E. N. G. F., per aver appoggiato e seguito i lavori; la Radio Vaticana, la Marina e l'Aeronautica italiana per la loro preziosa collaborazione. Parimenti si ringraziano caldamente l'ingegnere P. G. Bordoni e il dottor A. Bolle dell'Università di Roma; gli ingegneri C. Egidi, M. Abele e R. Malvano, i dottori G. Grego-

retti e G. Bonfiglioli e il signor W. Agostini dell'I. E. N. G. F., i capi r. t. P. Ibertis e A. Lalli della Marina, per l'opera prestata durante l'esecuzione delle esperienze.

Napoli, 30 aprile 1946.

Istituto di Fisica Tecnica dell'Università.

MARIO CUTOLO
MARIO CARLEVARO
MASSIMO GHERGHI.

Tracciati di campi elettrostatici.

Mi si consenta di felicitarmi con A. Pinciroli e M. Panetti per l'interessante articolo (Potenziogrammi e traiettorie elettroniche in campi elettrostatici) *pubblicato a pag. 81 del fascicolo marzo-giugno 1945 di A. F. E il mio compiacimento è tanto più vivo in quanto studi e ricerche sperimentali sui campi elettrostatici appaiono ben raramente nelle nostre riviste. Ciò è forse dovuto al fatto che l'indagine teorica è, in questa materia, fra le più difficili, mentre le ricerche di laboratorio esigono, oltre a delicate attrezzature, sperimentatori di provata abilità.*

Al plauso per coloro che hanno compiuto l'indagine vorrei aggiungere quello per l'Istituto che ha fornito i mezzi sperimentali a ciò necessari.

Osservo che gli Autori hanno esplorato il campo della griglia, *cioè un campo il cui studio trova diretto riferimento in moderne ed importanti applicazioni (tubi elettronici).*

Interesserà forse ricordare che il campo della griglia (insieme di fili cilindrici sottili complanari, paralleli, equidistanti) appartiene ai campi che potremmo dire classici. Esso si trova infatti definito matematicamente ed illustrato da una splendida mappa nel trattato di J. C. Maxwell (¹). *Questi ha studiato l'effetto schermante della griglia in un campo uniforme e ne ha dato la mappa (linee equipotenziali e linee di forza) limitatamente alla zona più interessante, quella in prossimità della griglia: egli stesso fa notare che a una certa distanza dalla griglia il campo si conserva piano (uniforme); da ciò l'analogia col campo studiato da A. Pinciroli e M. Panetti.*

Ma c'è di più. Dopo aver studiato l'effetto schermante della griglia, il Maxwell fa un passo ulteriore, passo che probabilmente sarà stato giudicato, ai suoi tempi, come un'astratta esercitazione matematica; egli infatti prende in esame lo stato elettrico di un sistema formato da una griglia inserita tra due superfici piane conduttrici (queste ultime essendo parallele al piano della griglia, e a distanza considerevole rispetto a quella che intercorre fra i fili contigui della griglia stessa). È insomma proprio

(¹) J. C. MAXWELL: Traité d'électricité et de magnétisme. Tome I - Gauthier-Villars, Paris, 1885, p. 365.

il campo tipico del tubo termoionico, studiato, definito, molti ma molti anni prima che detto tubo divenisse una realtà.

Com'è noto, ad altre parti del celebre trattato si fa normalmente riferimento quando si voglia mettere in chiara luce la profondità dell'ingegno e la sorprendente intuizione del Maxwell; non è quindi inopportuno osservare che anche nello studio di questa distribuzione egli ha precorso i tempi, anticipando una ricerca che i contemporanei avranno forse trovato priva di riflessi pratici, ma che molti anni dopo doveva divenire attuale.

Il fatto che del campo della griglia già si conosca la mappa non toglie alcun merito agli Autori per il loro accurato lavoro sperimentale. La matematica dimostra e l'esperienza persuade; *nulla di più suggestivo ed istruttivo del ritrovare, con la sonda, che la distribuzione è proprio quella che le formule consentono di prevedere.*

Gli Autori hanno esplorato il campo valendosi della cella elettrolitica. *Mi sia solo concesso di osservare che questo metodo di indagine è molto meno recente di quanto la bibliografia citata da loro potrebbe lasciar pensare. Ad esempio lo stesso metodo è stato impiegato dal Fortescue e dal Farnsworth* (2), *dall'Estorff* (3), *dall'Emanueli* (4), *dallo Zschaage* (5), *dal Pérès e dal Malavard* (6).

Gli Autori ricordano anche il metodo del Töpler o della pagliuzza *(che permette di rilevare le linee di forza del campo). La più esauriente illustrazione del metodo è, a mio avviso, quella dovuta al Regerbis* (7).

Infine mi si consenta di aggiungere un'osservazione di carattere forse prevalentemente estetico. L'intrinseca bellezza delle mappe che sono state pubblicate, ad esempio, nel trattato del Maxwell deriva dal fatto che le linee equipotenziali sono disegnate per intervalli eguali di tensione, e le linee di forza in modo che i tubi che esse delimitano siano di uguale flusso. Ciò spiega perchè nelle sue rappresentazioni il Maxwell non abbia neanche numerato le linee equipotenziali; la mappa può utilizzarsi dando alla differenza di potenziale fra due linee consecutive il valore che più convenga alle applicazioni numeriche. Il campo risulta così rappresentato nel modo più chiaro; in particolare l'addensarsi delle linee equipotenziali dà l'immediata sensazione dell'accrescimento del gradiente, mentre l'addensarsi delle linee di forza corrisponde alla maggiore densità delle cariche.

Se gli Autori, per i campi che intendessero ancora esplorare e che mi auguro di veder presto pubblicati, volessero seguire questi stessi criteri, la rappresentazione risulterebbe non soltanto perfetta dal lato puramente estetico, ma anche particolarmente pratica per le eventuali applicazioni.

Roma, 29 maggio 1946.

GIOVANNI SILVA.

(2) Proc. A. I. E. E., 1913, XXXII, p. 757.
(3) E. T. Z., 1916, XXXVII, p. 60; 1918, XXXIX, p. 53, 62, 76; R. G. E., 1918, IV, p. 433.
(4) L'Elettrot., 1921, VIII, p. 573.
(5) E. T. Z., 1925, XLVI, p. 1215.
(6) Bull. S. F. E., 1938, VIII, p. 715.
(7) E. T. Z., 1925, XLVI, p. 336; L'Elettrot., 1926, XIII, p. 241.

RECENSIONI

APPLICAZIONI VARIE.

M. Federici — **La ricerca acustica di oggetti immersi col metodo dell'eco.** (L'Elettrot., 10-25 gennaio 1946, XXXIII, 1, pag. 7-24, con 26 fig.).

Un corpo immerso (sommergibile, mina, boa, gavitello o altro) si può ricercare emettendo un raggio sonoro e rivelando con apposito ricevitore l'eco di ritorno riflessa dalla superficie dell'oggetto.

Un'onda sonora dovuta a una sorgente puntiforme si propaga in tutte le direzioni; se va a colpire una superficie S_r, posta a distanza R, il rapporto tra la potenza ricevuta e quella trasmessa è eguale a $S_r/(4\pi R^2)$. In termini logaritmici, l'attenuazione dovuta al percorso di lunghezza R, per effetto dell'emissione sferica del trasmettitore, si può esprimere con $10 \log_{10} (4\pi R^2/S_r)$. A questa si aggiunge un termine αR causato dalla mancanza di omogeneità del fluido e dalla curvatura dei raggi sonori; α varia con la frequenza e con le condizioni di propagazione tra 3 e 10 decibel per kilometro.

Se a distanza dalla sorgente $d = R/2$ è disposto un ostacolo formato da una parete infinita di resistenza acustica nulla o infinita, l'onda viene riflessa integralmente. L'intensità della pressione sonora all'origine è uguale a quella che si avrebbe in un punto distante $2d$ da essa; l'attenuazione precedente si scrive perciò $10 \log_{10} (16\pi d^2/S_r) + 2\alpha d$.

Gli ostacoli subacquei non hanno però resistenza acustica nulla o infinita, nè dimensioni infinite. Si dimostra tuttavia che, se l'ostacolo è formato da una parete metallica dietro cui sia aria, la riflessione è praticamente completa, cioè il rapporto fra le intensità delle onde incidente e riflessa è assai vicino a 1. Notevole attenuazione s'introduce invece, se l'ostacolo ha dimensioni finite: se esso è sferico (come le mine, le boe, i gavitelli e anche, approssimativamente, i sommergibili) con raggio r_0, si dimostra che il rapporto tra la pressione incidente e quella riflessa è d/r_0, onde, in termini logaritmici, un'attenuazione di $20 \log_{10} (d/r_0)$ decibel. In definitiva si ha l'attenuazione totale:

$$A = 10 \log_{10} (16\pi d^2/S_r) + 2\alpha d + 20 \log_{10} (d/r_0);$$

per i valori medi che si riscontrano in pratica ($S_r = 1000$ cm², $r_0 = 2{,}5$ m, $\alpha = 3 \div 5$ dB/km), questa varia da circa 120 decibel per $d = 0{,}5$ km a circa $200 \div 220$ decibel per $d = 5$ km.

Dato che, affinchè il segnale ricevuto si distingua dal fruscio dovuto al movimento termico degli elettroni, occorre una potenza di almeno $40 \cdot 10^{-17}$ W, e che il rendimento globale di un ricevitore ultrasonoro è circa 10 %, la potenza acustica minima rilevabile dev'essere di $400 \cdot 10^{-17}$ W. Per superare un'attenuazione di 170 decibel, corrispondenti alla distanza *d* di circa 2÷2,5 km, occorrono al trasmettitore 400 W acustici, ancora ammissibili; ma non si potrebbe andar oltre.

Per aumentare la portata dell'impianto, si ricorre all'emissione direttiva: invece di una sorgente puntiforme si adopera un trasmettitore di dimensioni grandi rispetto alla lunghezza d'onda, il quale emette a preferenza sulla normale alla sua superficie, con un sensibile vantaggio.

Il trasmettitore può essere piezoelettrico (non quarzo unico, ma mosaico di quarzi posto fra due piastre di ferro) o magnetostrittivo (pacco di lamierini di nichel di varia forma). La frequenza di emissione va da 12 a 20 kHz; frequenze maggiori, 35÷50 kHz, usate prima, sono state abbandonate perchè portavano ad elevata attenuazione nel mezzo, pur presentando il vantaggio di una maggiore direttività. Il trasmettitore è anche usato per la ricezione, mediante opportuna commutazione; talora si ha invece un ricevitore separato. Si usano spesso trasmettitori e ricevitori multipli, che permettono una determinazione più precisa della direzione dell'ostacolo. Il trasmettitore e il ricevitore sono in genere montati sotto la chiglia; si circondano di una cuffia con forma avviata di sfera o di solido idrodinamico, perchè altrimenti i vortici e i distacchi di vena fluida agiscono da schermo al passaggio dell'ultrasuono e disturbano o impediscono la trasmissione e la ricezione.

L'amplificatore delle tensioni dovute all'azione dell'eco sul ricevitore è in genere a eterodina; l'amplificazione suol essere selettiva con banda di ricezione limitata a qualche kilohertz, allo scopo di evitare rumori parassiti. Per la produzione della potenza acustica di emissione si adoperano generatori rotanti o a tubi.

L'emissione viene fatta per brevi intervalli di tempo (20÷50 ms), seguiti da un periodo di riposo sufficiente per ricevere l'eco. L'indicatore di distanza è di forma varia; nella forma più semplice è costituito da un indice rotante per mezzo di un movimento ad orologeria su una scala graduata in metri: l'indice parte quando viene emesso il segnale, l'operatore con una cuffia telefonica nota la sua posizione sulla scala quando sente l'eco. Molto usata è la registrazione grafica dell'eco. Organo importante è anche il relè per il passaggio dalla trasmissione alla ricezione.

Fra i principali impianti sviluppati presso le varie nazioni, il « Periphone », tedesco, ha un pacco magnetostrittivo rettangolare che serve da trasmettitore e da ricevitore; frequenza usata, 35 kHz. L'indicatore dell'eco è costituito da una lampada al neon rotante dietro una scala traslucida graduata in metri; l'eco di ritorno provoca l'accensione di essa e quindi l'apparire di un segno rosso in corrispondenza della distanza dell'ostacolo; portata dell'apparecchio circa 1000 m.

L'« Ultrameter », pure tedesco, ha, in un tipo recente, quattro pacchi magnetostrittivi, due per la trasmissione e due per la ricezione. I due ricevitori agiscono su due amplificatori uguali e forniscono due tensioni di uscita, la cui somma viene applicata alla coppia di placchette per la deviazione verticale di un oscillografo, mentre all'altra coppia si applica la tensione differenza. Se l'ostacolo si trova sull'asse del ricevitore, la differenza è nulla e quindi sullo schermo oscillografico compare un segmento verticale di lunghezza proporzionale all'intensità dell'eco. Se l'ostacolo è spostato dall'asse, le pressioni sonore presentano fra loro una certa differenza di fase, seppur piccola; la somma delle due tensioni degli amplificatori si riduce ma di poco, la differenza dà luogo a una tensione di piccola ampiezza e in quadratura rispetto alla somma; il segmento sullo schermo s'inclina quindi a destra o a sinistra, secondo che l'ostacolo si trova a destra o a sinistra dell'asse del ricevitore. Oltre al descritto indicatore di direzione c'è poi un opportuno indicatore di distanza.

Il sistema « Asdic » o « Alpha 128 », della marina inglese, ha un proiettore piezoelettrico costituito da una piastra sottile che porta da una parte e dall'altra due mosaici di quarzi; il tutto racchiuso fra due piastre di ferro. Lo spessore delle piastre è scelto in modo da avere una vibrazione totale su mezza lunghezza d'onda con due ventri sulle due superfici laterali. Le frequenze usate son quelle da 4 a 22 kHz. L'alimentazione del trasmettitore avviene per mezzo di un alternatore; l'eco è ricevuto graficamente; uno stilo descrive su una striscia scorrevole la curva della distanza dell'ostacolo, la cui tangente permette di determinare la velocità di avvicinamento.

In Italia, un tipo P 600, sviluppato sotto la guida dell'autore, usa un nucleo magnetostrittivo trasmittente-ricevente, di forma toroidale; un apposito schermo, formato da due lastre di ferro che racchiudono un'intercapedine d'aria, riflette i raggi ultrasonori emessi e li concentra in direzione normale. L'oscillatore a tubi potrebbe fornire 840 W; ma è alimentato a intermittenza sì che fornisce una potenza istantanea di 3200 W, a 15 kHz. Un altro tipo è alimentato da un alternatore (3570 W), sempre su 15 kHz. L'indicatore ottico di portata è costituito con lampada e disco rotante.

Un altro ecogoniometro, MC 3000, ha quattro nuclei affiancati; i due centrali si usano da soli durante la ricerca dell'ostacolo, in modo da avere un angolo d'emissione piuttosto ampio; in posizione di rilevamento tutti e quattro emettono. Nella ricezione, i nuclei di destra e quelli di sinistra si adoperano indipendentemente con due amplificatori separati. La tensione somma alimenta una lampadina, la cui luce è riflessa dallo specchietto di un galvanometro e da un altro specchietto oscillante, sì che una macchia luminosa percorre una scala rettilinea graduata, spostandosi lateralmente se il galvanometro è percorso da corrente: ciò avviene per effetto della tensione differenza, quando, cioè, l'ostacolo non si trovi sull'asse del proiettore. Si ha quindi un'indi-

cazione della distanza e della direzione dell'ostacolo, mentre indice dell'intensità dell'eco è la luminosità della macchia. Questa può percorrere la scala con due differenti velocità, corrispondenti a due portate di distanza: rispettivamente 4000 m e 10 000 m al fondo della scala.

Per piccole imbarcazioni è stato sviluppato anche un tipo molto semplice, che utilizza per l'emissione un sistema a scintilla con la scarica di un condensatore, e per la determinazione della distanza un contasecondi con ricezione a orecchio. *N. L. B.*

CONVERTITORI, RADDRIZZATORI.

E. C. CORNELIUS — **Cristalli silicei per circuiti di rivelazione ad altissima frequenza.** (Electronic Industries, novembre 1945, IV, 11, pag. 74-76, con 9 fig.).

Lo sviluppo avuto dalle microonde durante il secondo conflitto mondiale è stato davvero sorprendente e sono note le numerose applicazioni belliche che ne sono derivate. Il loro pratico uso è stato reso possibile da un lato dai nuovi tipi di generatori (magnetron a cavità, tubi modulati in velocità, clistron, e così via), dall'altro dai nuovi rivelatori a cristallo, che hanno brillantemente risolto il difficile problema della rivelazione. Infatti i tubi a vuoto, anche se opportunamente studiati, sono poco o per nulla efficienti in tale campo d'onde e le note cause, che limitano la loro frequenza di funzionamento (tempo di transito degli elettroni, reattanze interelettrodiche, rumore di fondo dovuto all'emissione elettronica), sono purtroppo intimamente legate alla loro particolare struttura.

Dopo numerose esperienze sui rivelatori a cristallo, si è giunti infine al tipo rappresentato nella figura 1, chiamato « diodo a cristallo », che è di funzionamento stabile e viene aggiustato in fabbrica nelle migliori condizioni e poi suggellato. Esso è costituito da una piastrina di composto siliceo, sostenuta da una lamina d'oro, che la collega con un blocchetto a vite con cui è possibile effettuare la regolazione, e da un sottile filo di tungsteno piegato ad S, che su di essa si appoggia con l'estremità appuntita. Ogni particolare è stato accuratamente studiato per ottenere le migliori condizioni di funzionamento. Per il cristallo, scelto dopo sistematiche esperienze su tutta una serie (galena, pirite di ferro, carborundum e altri), si è usato tetracloruro di silicio, non puro, perchè di eccessiva resistività, bensì opportunamente attivato con l'aggiunta di altri materiali, generalmente metallici, finemente suddivisi e incorporati nella massa. Dal processo di attivazione, vero segreto di fabbricazione dell'elemento, e dalla dosatura delle sostanze aggiunte dipendono le caratteristiche finali del cristallo, come resistenza interna, impedenza, uniformità della struttura cristallina e stabilità delle sue proprietà rettificatrici.

La superficie del cristallo è stata accuratamente levigata, quasi come una superficie ottica, per permettere di fissare la posizione del

contatto nel punto più opportuno e dare all'insieme resistenza agli urti e alle vibrazioni. Per questo stesso scopo il filo di tungsteno è stato dotato di una certa elasticità con la piegatura ad S, che consente contemporaneamente di mantenere minimo il valore dell'induttanza in serie. Con questi accorgimenti si è ottenuto un complesso molto piccolo e robusto (il suo diametro è minore di quello di un lapis e la sua lunghezza è di circa 2 cm), efficiente anche per lunghezze d'onda di 3 cm, resistente alle vibrazioni e agli urti e capace di tollerare variazioni di temperatura da — 40°C a + 70°C.

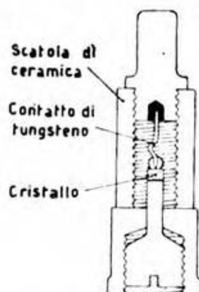


Fig. 1. — Sezione del « diodo a cristallo ».

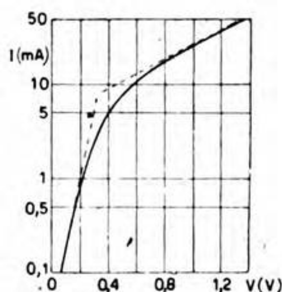


Fig. 2. — Caratteristica statica $I = f(V)$.

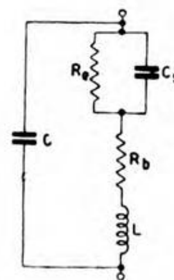


Fig. 3. — Schema equivalente.

La fisica moderna, con l'ausilio dei quantà meccanici, con la teoria dei solidi, della struttura cristallina, e così via, ha permesso di formulare interessanti ipotesi sulla conducibilità non lineare ed asimmetrica delle coppie rame - ossido di rame, quarzo - tungsteno, e simili. L'autore non si addentra in tale campo, ma dà ragione dei fenomeni osservati con una semplice analogia, paragonando lo strato elettronico di sbarramento, che si forma nel contatto fra un metallo e un semimetallo, all'insieme di tanti piccoli imbuti con il collo diretto verso quest'ultimo. Gli elettroni trovano una facile via di passaggio in detti « imbuti » quando il loro moto avviene dal metallo al semimetallo, sono invece da essi ostacolati quando il movimento tende ad avvenire in senso inverso. Nel caso presente, il semimetallo (cristallo) è a contatto di due superfici metalliche; una, di grande estensione, offre scarsa resistenza anche al passaggio degli elettroni in senso inverso, l'altra, di piccolissime dimensioni, può essere praticamente attraversata soltanto nella direzione voluta, cioè dalla punta (catodo) al cristallo e da questo al piatto che funziona da anodo. Come si vede, l'elemento regolatore del « diodo » è lo strato di sbarramento elettronico, punta-cristallo, dello spessore di pochi micron. Il tempo di transito degli elettroni è quindi piccolissimo e non ha alcuna influenza anche nel campo delle microonde.

L'unica limitazione di frequenza dell'elemento è perciò la capacità interna dello strato di sbarramento, dovuta all'accumularsi degli elettroni nel cristallo quando si blocca il loro movimento nelle successive alternanze della tensione applicata, perchè essa, per la sua stessa natura, non può venire accordata da un'opportuna induttanza posta all'esterno. Questa capacità C_s (il suo valore approssimativo nei casi qui esaminati è di 1,75 μμF) è una proprietà del cristallo, funzione della tensione applicata e della frequenza.

La caratteristica statica (corrente-tensione) di un diodo a cristallo (tipo 1N21B) ha l'andamento di figura 2, che può rappresentarsi con un'espressione esponenziale del tipo $I = K\,V^n$ (I, corrente passante in milliampere; V, tensione applicata in volt; K, n, parametri del cristallo), quando anche K ed n siano ritenuti funzioni complesse della tensione applicata, da calcolarsi tratto per tratto dalla caratteristica stessa. Valori tipici ne sono: $K = 1/50$, $n = 2$ per $V \leq 0{,}2$ V; $K = 1/30$, $n = 1{,}5$ per $V \geq 1$ V.

Il « diodo », nel funzionamento come rivelatore di correnti ad alta frequenza, è elemento comune di due distinti circuiti: l'uno ad alta frequenza, ov'esso funge da elemento passivo; l'altro a bassa frequenza, ove agisce come un generatore a tensione costante, la cui impedenza interna in serie è però funzione della tensione applicata, dato il suo comportamento non lineare. È allora importante determinare il valore ottimo R_L della resistenza di utilizzazione, che rende massima l'efficienza del « diodo », cioè il rapporto tra la tensione rettificata e la tensione applicata. Questo valore è dato dalla formula $R_L = a \cdot 10^3/V$, nella quale sono V il valore efficace della tensione applicata ed a una costante del cristallo (eguale a 2 per il tipo già ricordato 1N21B). Assegnando alla resistenza di utilizzazione valori diversi da questo, ma sempre soddisfacenti alla:

$$0{,}5\, R_L \leqq R \leqq 5\, R_L\,,$$

si ha approssimativamente una diminuzione di efficienza del 20 %. A parità di R, l'efficienza è poi funzione di V ed è in generale migliore per i piccoli valori della tensione applicata (1 o 2 V).

Lo strato di sbarramento resiste ad una tensione inversa dell'ordine di grandezza di $3 \div 4$ V, e si consiglia di non sviluppare più di 1 V sulla resistenza di utilizzazione, perchè carichi maggiori modificherebbero sensibilmente le caratteristiche elettriche del cristallo.

Nel circuito ad alta frequenza il « diodo » può essere rappresentato con lo schema equivalente della figura 3, in cui R_b è la resistenza interna del filo e del cristallo, circa 10 Ω; L, l'induttanza del filo, circa 0,1 μH; C, la capacità fra gli elettrodi dell'elemento, circa 0,4 μμF; ed R_e e C_s sono la resistenza e la capacità dello strato di sbarramento, funzioni entrambe della tensione applicata.

L'apparecchio descritto è ora principalmente usato come primo rivelatore nei ricevitori a microonde, ma la semplicità e la robustezza, unite

al fatto di non richiedere alimentazione, ne allargheranno notevolmente il campo di applicazione nella tecnica radio di questo dopoguerra. Nuovi metodi e materiali hanno già permesso di sviluppare una serie di « diodi » capaci di sopportare tensioni inverse dell'ordine di grandezza di 50 ÷ 100 V e correnti due o tre volte maggiori di quella di un normale diodo 6H6, per frequenze di lavoro intorno ai 100 MHz. Questi nuovi cristalli possóno quindi essere usati come secondi rivelatori, modulatori, regolatori di tensione, e così via, e poichè la loro caratteristica ha un tratto di pendenza negativa, si possono con essi ottenere oscillatori semplici e compatti. La reinvenzione del rivelatore a cristallo ha dunque dato ottimi risultati ed è piena di promesse per l'avvenire. *C. Po.*

PIEZOELETTRICITÀ E MAGNETOSTRIZIONE.

M. FEDERICI — **Il circuito equivalente di un ricetrasmettitore acustico a magnetostrizione.** (L'Elettrot., dicembre 1944, XXXI, 20, pag. 341-350, con 12 fig.).

I generatori e i ricevitori a magnetostrizione si servono di pacchi di lamierini di nichel, tutti uguali fra loro, sovrapposti e bloccati tra due flange terminali. I lamierini possono essere di forma varia: rettangolare, toroidale, cilindrica; in ogni caso, ciascuno di essi deve costituire un circuito magnetico chiuso, in modo che si possa produrre un flusso nella sua sezione trasversale col minimo dispendio d'energia.

L'effetto magnetostrittivo è indipendente dal segno del campo e quindi, per produrre una vibrazione, è necessario che l'avvolgimento sia percorso da una corrente continua I_0, la quale genera un'induzione continua B_0, oltre che da una alternata $i = I_M \operatorname{sen} \omega t$. Non tenendo conto per ora dei fenomeni magnetostrittivi, il pacco si comporta come un trasformatore col secondario aperto. La resistenza ohmica dell'avvolgimento è sempre piccolissima (poche spire di filo grosso), l'induttanza dovuta alle linee di flusso disperse è pure in genere trascurabile.

L'impedenza opposta dal nucleo al passaggio della corrente è data da:

[1] $$Z_0 = j\,\omega\,L_0\,e^{-j\theta} = \omega\,L_0\,(\operatorname{sen}\theta + j\cos\theta)\,,$$

dove L_0 è l'induttanza del nucleo dovuta alle linee di flusso che si concatenano col nichel, e θ è l'angolo d'isteresi, introdotto, come nel caso dei trasformatori, per tener conto dei fenomeni d'isteresi e delle correnti di Foucault. La componente $\omega L_0 \operatorname{sen}\theta$ rappresenta le perdite nel nichel, la $\omega L_0 \cos\theta$ la reattanza induttiva.

L'effetto magnetostrittivo si manifesta in due modi.

1) Il campo dovuto alla corrente circolante nell'avvolgimento produce una forza meccanica ad esso proporzionale. Questa può esprimersi in modo analogo alla forza agente fra due facce di un traferro di superficie unitaria percorso da flusso magnetico, la quale è data da $\frac{1}{2}\,\frac{B^2}{4\pi\mu_0}$, essendo μ_0 la permeabilità della sostanza che riempie il

traferro e B l'induzione. La forza dovuta alla magnetostrizione può essere espressa (per unità di superficie) nella forma analoga:

$$F_1 = \frac{1}{\alpha} \frac{1}{2} \frac{B^2}{4 \pi \mu}, \qquad [2]$$

essendo B e μ l'induzione e la permeabilità del nichel ed α un coefficiente di proporzionalità. F_1 è numericamente uguale all'energia specifica immagazzinata per unità di volume per la presenza dell'induzione B.

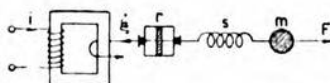


Fig. 1. — Circuito equivalente del trasmettitore.

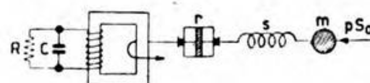


Fig. 2. — Circuito equivalente del ricevitore.

La [2], trasformata tenendo conto che il campo è formato da una componente continua B_0/μ_0 e da una alternata B/μ, indicando con μ_0 e μ la permeabilità al campo continuo e a quello alternato, fornisce quattro termini di cui soltanto due sono utili nella produzione di vibrazioni, e uno per di più in genere trascurabile. Rimane per F_1 la semplice forma:

$$F_1 = \frac{B B_0}{4 \pi \mu'}, \quad \text{con} \quad \frac{1}{\mu'} = \frac{1}{2 \alpha} \left(\frac{1}{\mu_0} + \frac{1}{\mu} \right); \qquad [3]$$

numerose esperienze hanno dimostrato $1/\mu'$ costante in un intervallo abbastanza ampio di valori di B e di B_0, e dipendente soltanto dalle caratteristiche del metallo.

2) Una variazione delle dimensioni del pacco laminato produce una variazione dello stato magnetico del metallo che si manifesta con una variazione ΔH di campo. Indicando con ξ l'allungamento e con l_0 la lunghezza del lamierino, si ha:

$$\Delta H = \frac{B_0}{\mu'} \frac{\xi}{l_0}. \qquad [4]$$

Ciò posto, la forza meccanica totale agente sul pacco:

$$F = S \frac{B B_0}{4 \pi \mu'} = \frac{\Phi B_0}{4 \pi \mu'} \qquad [5]$$

genera una vibrazione, longitudinale o radiale secondo la forma del pacco, e diversa da punto a punto. È possibile trovare un sistema meccanico semplice a costanti concentrate, formato da una resistenza r,

da una massa m e da un'elasticità s, animato da una velocità di vibrazione tale che l'energia potenziale di deformazione, l'energia cinetica e l'energia dissipata siano eguali a quelle del pacco.

Come velocità di vibrazione si può scegliere quella di punti particolari: è preferibile prendere la velocità media dei punti della linea media di flusso. L'equazione meccanica si scrive allora:

$$m \xi + r \dot{\xi} + s \xi = F ,$$

che, risolta [avendo posto $\xi = j \omega \dot{\xi}$, $\xi = \dot{\xi} / (j \omega)$], fornisce $\dot{\xi} = F / Z_m$, essendo $Z_m = r + j (m \omega - s / \omega)$ l'impedenza meccanica del pacco.

È facile quindi trovare la variazione ΔH del campo e tenerne conto nel calcolo dell'impedenza offerta dal pacco al passaggio della corrente. Essa non è più espressa dalla [1], ma dalla:

$$[6] \quad Z = \frac{1}{\dfrac{1}{j \omega L_0 e^{-j \theta}} - \dfrac{A^2}{Z_m}} = \frac{1}{\dfrac{1}{Z_0} - \dfrac{A^2}{Z_m}}, \quad \text{con: } A = \frac{B_0}{4 \pi j \omega N \mu'},$$

cioè risulta modificata da una seconda impedenza Z_m / A^2 in parallelo con la prima e dovuta all'effetto magnetostrittivo e alla vibrazione del pacco.

Il coefficiente A ha un significato fisico ben definito: è il rapporto di trasformazione elettrico-meccanico — rapporto fra forza meccanica e forza elettromotrice causate dallo stesso flusso — e il pacco può considerarsi come un trasformatore elettrico-meccanico di rapporto A, come mostra lo schema equivalente della figura 1. Il primario elettrico è rappresentato dall'avvolgimento di N spire, il secondario dal circuito meccanico formato dalla resistenza r, dalla massa m e dalla rigidità s, animato dalla velocità $\dot{\xi}$. Il flusso magnetico è la grandezza che collega tra loro i due circuiti e con la sua variazione permette il trasferimento d'energia. Una variazione di flusso Φ nel circuito magnetico genera nel primario una forza elettromotrice $e = j \omega N \Phi$ e nel secondario una forza meccanica $F = \Phi B_0 / (4 \pi \mu')$; ed è appunto $F / e = A$. Per l'impedenza meccanica si ha: $Z_m = F / \dot{\xi} = Z A^2$.

Dallo schema equivalente si possono ricavare tutte le grandezze che interessano, rappresentandole per mezzo di diagrammi vettoriali, sia nel caso che il pacco funzioni da trasmettitore, sia che funzioni da ricevitore.

Trasmettitore. — Il diagramma vettoriale può tracciarsi sperimentalmente rilevando sole grandezze elettriche (corrente e potenza assorbita). Da esso si ricavano le costanti meccaniche. Infatti si trovano tre semplici relazioni tra r, m, s:

$$[7] \quad r / m = 2 \delta f_0 , \quad s / m = \omega_0^2 , \quad r = j \omega N \Phi A^2 / i' .$$

con f_0 frequenza di risonanza meccanica del pacco, ω_0 pulsazione corrispondente, δ decremento del circuito meccanico ($\delta = \pi (f_2 - f_1)/f_0$, essendo f_1 ed f_2 le due frequenze quadrantali alle quali la velocità è 0,7 volte la velocità massima), i' corrente primaria dovuta alla velocità secondaria a risonanza ($i' = \dot{\xi}_r A$).

È chiaro che per determinare r non sono sufficienti sole misure elettriche, bensì occorre conoscere A; ma se si conosce una delle tre costanti meccaniche, si possono determinare le altre due ed A. La più semplice a determinarsi è m; per un nucleo toroidale $m = V\rho$, essendo V il volume e ρ la densità del pacco; per un pacco rettangolare $m = V\rho/2$.

Il rendimento e la potenza si determinano facilmente dal diagramma vettoriale. Se il trasmettitore è usato per emettere energia ultrasonora, non tutta la potenza meccanica è trasmessa al liquido, e quindi è utile ai fini della trasmissione; una parte viene dissipata per scorrimento o viscosità nell'interno del pacco.

Anche dell'impedenza si può tracciare un diagramma vettoriale. Nella [6] l'impedenza Z_m/A^2 è in genere complessa. Ma esiste una frequenza particolare f_1 alla quale si annulla la sua parte immaginaria x_1 e resta la reale R_1. La [6] per $\omega = \omega_1$ prende la forma:

$$Z_{\omega = \omega_1} = Z_0 + \frac{(\omega_1 L_0)^2 e^{-2j\theta}}{R_1},$$

in base alla quale si traccia il diagramma vettoriale. Si ricavano formule analoghe alle [7] in cui compaiono costanti r', s', m', differenti da r, s, m per un termine addizionale facilmente computabile.

Ricevitore. — Il medesimo pacco può essere usato come ricevitore; l'avvolgimento si collega con un carico formato da un trasformatore elevatore con elevato rapporto di trasformazione, col secondario accordato e chiuso su una resistenza ohmica. Il nucleo è esposto all'azione della pressione sonora p in acqua ed è assoggettato a due forze meccaniche: una, $p\,S_0$, dovuta alla pressione p, se S_0 è la superficie esposta al suono; una, F, dovuta alla corrente che circola nell'avvolgimento secondario, prodotta dall'effetto magnetostrittivo.

Lo schema equivalente è sempre il medesimo, cambiando soltanto le condizioni esterne (fig. 2). Da esso, e dalle equazioni fondamentali che reggono il fenomeno (analoghe a quelle scritte per il trasmettitore, salvo qualche modifica), si possono ottenere tutte le grandezze che interessano, il diagramma vettoriale della velocità di spostamento del nucleo, della corrente generata al primario, il rendimento, la sensibilità e la fedeltà.

Per il rendimento, non tutta l'energia fornita dal campo sonoro si trasforma in energia elettrica, e di questa soltanto una parte è utile e il resto si dissipa in calore per isteresi e correnti di Foucault nei lamie-

rini. La fedeltà del ricevitore si rappresenta con la curva che ha in ascisse la frequenza e in ordinate il rapporto, espresso in unità logaritmiche, tra la potenza prodotta nel carico alla frequenza considerata e quella prodotta a una frequenza di riferimento. Essa interessa anche se il ricevitore è accordato per funzionare su una frequenza stabilita, in quanto questa è sempre modulata con segnali telegrafici o, più raramente, con conversazioni telefoniche. La curva di fedeltà segue l'andamento della curva di risonanza del circuito meccanico secondario, alquanto più ripida per la presenza del circuito elettrico accordato primario. *N. L. B.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

E. W. HEROLD — **Radiazione di un oscillatore locale e suo effetto sulle immagini radiovisive.** (R. C. A. Rev., marzo 1946, VII, 1, pag. 32-53, con 9 fig.).

L'interferenza prodotta dalla radiazione locale emessa da ricevitori a eterodina è stata riconosciuta da gran tempo come un problema importante della tecnica radiofonica. Nella radiofonia ordinaria, nonostante l'uso di mescolatori e di convertitori a più griglie, che tendono a separare l'oscillatore locale dall'antenna, il problema è serio nella gamma delle onde più corte. Nella ricezione radiovisiva, per rendere elevato il rapporto fra segnale e disturbo, si usa un triodo o un pentodo mescolatore ed in tal caso, se non v'è uno stadio a radiofrequenza, l'emissione è relativamente forte. In base alle frequenze assegnate alla radiovisione nella zona di New York durante la guerra, si verificava ad esempio che, con l'usuale frequenza intermedia di 12,75 MHz, un ricevitore regolato per il 1° canale (50÷56 MHz) irradiava una frequenza di oscillatore locale di 64 MHz, la quale veniva ad interferire con la zona più alta della banda di frequenze d'immagine del 2° canale (60÷66 MHz).

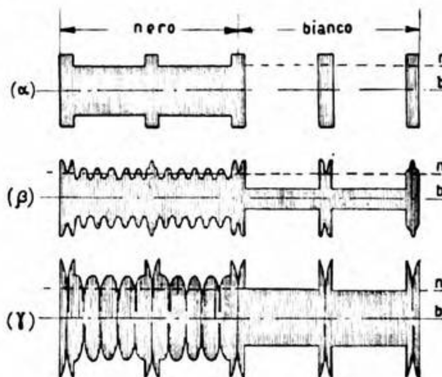


Fig. 1. — Segnali di televisione, senza e con onda continua perturbatrice sovrapposta.

Giova pertanto investigare l'effetto che su la ricezione radiovisiva produce l'interferenza di un segnale ad onda continua, la cui frequenza corrisponda alla zona più alta della gamma d'immagine. In tali condizioni, a parte casi particolari, l'inconveniente principale consiste nell'attenuarsi del contrasto fra bianco e nero, che può anche scomparire del tutto o addirittura risultare invertito.

Nella figura 1 α è rappresentato schematicamente il passaggio dalla trasmissione del nero alla trasmissione del bianco in un segnale radiovisivo modulato con polarità negativa (riduzione della portante al crescere del livello di luminosità). Durante il nero il trasmettitore irradia uniformemente al massimo (quota *n* in figura) con lievi picchi in corrispondenza degl'impulsi di sincronizzazione. Durante il bianco la portante del trasmettitore è idealmente nulla (quota *b* in figura) e non restano che gl'impulsi di sincronizzazione, con il valore di picco. Un segnale così fatto dà sul ricevitore il massimo contrasto.

Se ora al segnale descritto si sovrappone un'onda continua non modulata, di ampiezza moderata e di tale lunghezza, che la frequenza di battimento càpiti nella parte alta della gamma di visione, il diagramma prende l'aspetto della figura 1 β. In esso il livello medio *n* della trasmissione del nero è praticamente immutato, ma le lievi pulsazioni della curva inviluppo dovute ai battimenti tendono a rendere il nero un po' meno scuro. Per di più nella trasmissione del bianco, mancando il segnale utile, si ha il solo segnale perturbatore senza battimenti, il cui inviluppo corrisponde ad una quota più alta della quota *b* del bianco e dà luogo quindi ad un grigio. Così per due motivi il contrasto tende ad attenuarsi, nè si può rimediare all'inconveniente ritoccando la regolazione.

Se infine l'onda continua perturbatrice è molto ampia, si verifica il caso del diagramma di figura 1 γ, in cui durante la trasmissione del nero si ha di fatto un grigio per effetto delle variazioni di ampiezza dell'inviluppo dovute ai battimenti, laddove durante il bianco si ha il solo segnale perturbatore la cui ampiezza raggiunge il livello *n* e dà quindi luogo al nero dell'immagine. Questa risulta perciò più o meno radicalmente invertita.

Lo studio teorico e le prove sperimentali dimostrano, che il rapporto fra il campo del segnale utile agente su l'antenna ed il campo del segnale perturbatore occorre sia di almeno 10 (20 decibel). Per ottenere tale risultato in una zona in cui il campo utile è di 500 μV/m, occorre che i ricevitori vicini (a distanza di 15 m) non irradino più di 0,01 μW, laddove i ricevitori radiovisivi in uso immediatamente prima della guerra irradiavano una potenza 10^5 volte maggiore. Uno stadio a radiofrequenza con un triodo avente la griglia a terra può ridurre la radiazione di 30 decibel e più, e uno stadio con pentodo può dare risultati anche migliori. Altri rimedi possono essere proposti, ma essi portano ad un apprezzabile aumento di costo dei ricevitori. Ad ogni modo, se le gamme di frequenza assegnate alla radiovisione sono tali da rendere possibili le interferenze, la soppressione praticamente completa della radiazione da parte dei ricevitori è indispensabile, se si vuole che il servizio possa riuscire soddisfacente. *Di.*

CRONACA TECNICA

RADIOCOMUNICAZIONI DIRETTIVE E RADIOGONIOMETRIA.

Il **sistema Decca di navigazione,** descritto da M. G. Scroggie in *Communications* del marzo 1946, in linea di principio non differisce sostanzialmente dal sistema Loran [1], in quanto anch'esso fornisce la posizione di una nave o di un aereo mediante l'intersezione di due iperboli, ognuna delle quali rappresenta il luogo dei punti in cui si misura la stessa differenza di tempo di propagazione per le onde provenienti da una coppia di stazioni radiotrasmittenti. Ma mentre nel sistema Loran le onde vengono irradiate ad impulsi e le differenze di tempo lette sull'asse dei tempi di un tubo a raggi catodici, nel Decca la differenza di tempo viene ricavata indirettamente dalla differenza di fase delle onde ricevute dai due radiotrasmettitori fissi che irradiano onde continue non modulate. Ciò porta ad una maggiore semplicità, sia nei trasmettitori, sia nei ricevitori.

Si suppongano in A e B (fig. 1) due stazioni radiotrasmittenti ad onde continue in perfetto sincronismo. È chiaro che il luogo dei punti in cui si ha una stessa differenza di fase (che si traduce in differenza di tempo e quindi di distanza) è un'iperbole. La coppia A, B determina quindi una famiglia di iperboli omofocali, ognuna delle quali può essere, ad esempio, relativa ad onde in fase: evidentemente fra due iperboli consecutive bisogna immaginare infinite altre iperboli ciascuna relativa ad una differenza di fase determinata. Per individuare la posizione, occorre una terza stazione C che con A stabilisca una seconda famiglia di iperboli.

Il problema che si presenta alla ricezione è duplice: 1) determinare la differenza di fase; 2) determinare la « zona » in cui si trova il ricevitore, intendendo per « zona » l'intervallo fra due iperboli consecutive di onde in fase.

Alla prima parte provvede un indicatore di fase ad indice girevole, schematicamente rappresentato nella figura 2: U_a è il segnale amplificato proveniente dalla stazione A; il segnale U_b amplificato proveniente da B è diviso nei due U_{b_1} e U_{b_2} in quadratura l'uno rispetto all'altro. Se U_a ed U_b sono in fase, in uno degli avvolgimenti (C_1 o C_2) non circola corrente ed il disco magnetizzato, che è l'elemento mobile, rimane

(1) A. F., 1946, XV, p. 48.

fermo con l'indice su zero. Una differenza di fase provoca una rotazione del disco proporzionale alla stessa, epperò l'indice può segnare ogni differenza di fase tra 0° e 360° fra i due segnali.

Per ogni coppia di stazioni si ha un indicatore di fase contraddistinto dal colore « rosso » o « verde » (le due famiglie di iperboli sono colorate allo stesso modo). Per riconoscere in quale « zona » si trova il ricevitore, ogni indicatore di fase è munito di un contatore che totalizza i giri della lancetta mobile.

Per quanto riguarda le frequenze di trasmissione, bisogna tener presente che mentre l'indicatore di fase può funzionare soltanto su

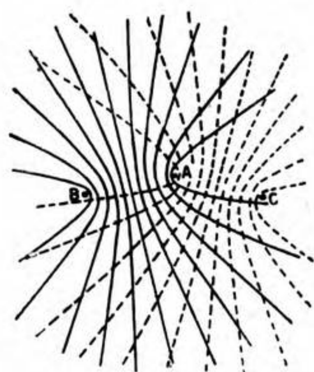


Fig. 1. — Stazioni e relative famiglie d'iperboli.

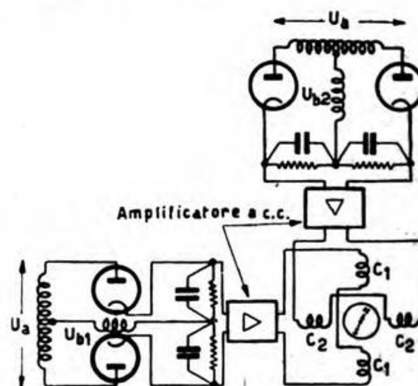


Fig. 2. — Schema dell'indicatore di fase.

segnali della stessa frequenza, occorre per contro che i segnali in arrivo siano di frequenza diversa per poterli separare. All'uopo i trasmettitori di una stessa coppia lavorano su frequenze distinte, legate però rigidamente fra loro attraverso una frequenza armonica comune. Questi segnali, separatamente amplificati nel ricevitore, attraverso opportuni moltiplicatori di frequenza, vengono inviati all'indicatore di fase con la medesima frequenza. Lo stesso processo viene ripetuto per la coppia *A*, *C*, ma per una frequenza comune armonica diversa dalla prima. Le frequenze adoperate nell'impianto descritto sono le seguenti:

$$\left.\begin{array}{lll}(A) & 85 & \text{kHz} \times 4 \\ (B) & 113{,}3 & \text{kHz} \times 3\end{array}\right\} 340\ \text{kHz}$$

$$\left.\begin{array}{lll}(A) & 85 & \text{kHz} \times 3 \\ (C) & 127{,}5 & \text{kHz} \times 2\end{array}\right\} 255\ \text{kHz}.$$

Condizioni essenziali per il funzionamento del sistema Decca sono: 1) che le emissioni delle coppie di stazioni siano esatte in frequenza; 2)

che si mantengano invariabilmente in fase (con uno scarto massimo di fase di 1°). Perciò una stazione, ad esempio la *A*, pilota le altre due.

Accorgimenti sono adoperati per la verifica dei ricevitori e per il riconoscimento della zona. *A. Ci.*

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

Su di un **impianto per radiocomunicazioni telefoniche coi treni** sull'onda di 2600 MHz (11,2 cm) riferisce E. A. Dahl in *Electronics* del gennaio 1946. Caratteristiche fondamentali dell'impianto sono: modulazione di frequenza, trasmettitori della potenza di 10 W con clistron,

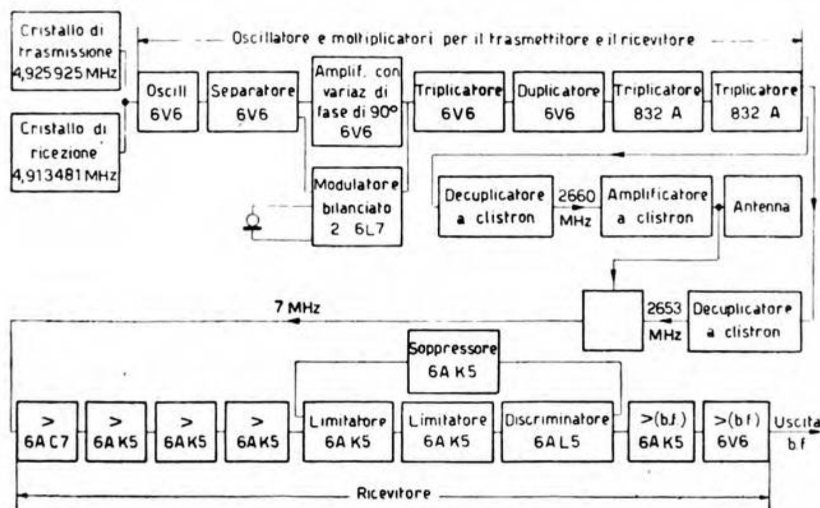


Fig. 1. — Schema dell'impianto; in trasmissione, abbassando il pulsante del microtelefono si connette il cristallo di trasmissione allo stadio oscillatore, si toglie la tensione anodica agli stadi e al clistron del ricevitore, e la si applica ai due clistron del trasmettitore.

generazione dell'oscillazione mediante quarzo e successive moltiplicazioni di frequenza, ricezione con supereterodina ancora con tubi clistron e con comandi a quarzo, polarizzazione dell'onda orizzontale ed antenne aventi spiccato effetto direttivo zenitale (guadagno di 20 decibel per l'antenna fissa a terra e di 10 decibel per l'antenna mobile, di dimensioni ridotte).

La figura 1 riporta uno schema di principio del trasmettitore e ricevitore, e la figura 2 una fotografia dell'antenna direttiva mobile. Nello scritto sono discussi l'effetto di guida d'onda esercitato dalle gallerie ed i fenomeni di diffrazione sugli ostacoli lungo il percorso dell'onda.

Gli esperimenti compiuti sulla linea ferroviaria di Rock Island, da ingegneri della Sperry, hanno dato risultati soddisfacenti, giacchè il collegamento risultò mantenuto per la quasi totalità del percorso. Se l'onda

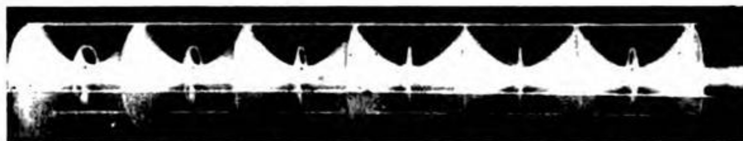


Fig. 2. — Antenna direttiva mobile.

sperimentata non può essere ritenuta come l'ottima per lo scopo, tuttavia essa si è dimostrata atta a fornire un risultato pratico e tale da indurre a proseguire gli esperimenti con onde di altissima frequenza, eventualmente ancora più alta di quella ora adottata. *F. Ve.*

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA.

D'oltre oceano giungono continuamente notizie di notevoli perfezionamenti alle telecomunicazioni ed anche la telegrafia non rimane al di fuori di questa corsa al progresso. Problema fondamentale è quello di conseguire un'elevata utilizzazione dei circuiti. Il **nuovo sistema di telegrafia "Varioplex"**, introdotto dalla «Western Union» (1), offre indubbiamente aspetti suggestivi. Si abbia un canale telegrafico che permetta la trasmissione di segnali con la velocità di 50 baud: massimo che viene raggiunto con la trasmissione automatica. Se tale canale dev'essere utilizzato da più utenti — e questa è la condizione che, salvo casi speciali, può più facilmente garantire un completo e costante godimento del canale alla sua massima velocità — gli utenti dovranno susseguirsi nel tempo od adottare sistemi analoghi al Baudot, nei quali la velocità di trasmissione di ciascuno è fissata a priori; in particolare se uno solo trasmette, la velocità di questo non muta e durante i tempi di trasmissione assegnati agli altri il canale non risulta utilizzato. Il sistema Varioplex provvede invece a collegare automaticamente un certo numero di sub-canali (linee di utente) agli estremi di un canale telegrafico, detto «a espansione variabile», in modo che la velocità di trasmissione di ciascuno dei sub-canali vien fatta dipendere dal numero di quelli collegati, potendo quindi variare da un minimo, uguale alla velocità del canale principale divisa per il numero massimo dei sub-canali, ad un massimo uguale alla velocità del principale.

Si supponga che sei sub-canali siano collegati al canale principale, con velocità di 50 baud. La velocità di trasmissione di ciascuno di essi

(1) B. Viesi: Criteri di ricostruzione della rete telegrafica italiana - R. C. XLVII Riunione annuale A. E. I., (in corso di pubblicazione).

è di $50/6 = 8{,}3$ baud. Se uno non trasmette, la velocità dei restanti risulta automaticamente elevata a $50/5 = 10$ baud, e cioè il tempo riservato al sesto canale rimane automaticamente ripartito fra gli altri. Così con quattro sub-canali in riposo e due in trasmissione, la velocità di questi ultimi diventa di 25 baud, ed infine se un solo sub-canale è in trasmissione, la sua velocità risulta uguale a 50 baud.

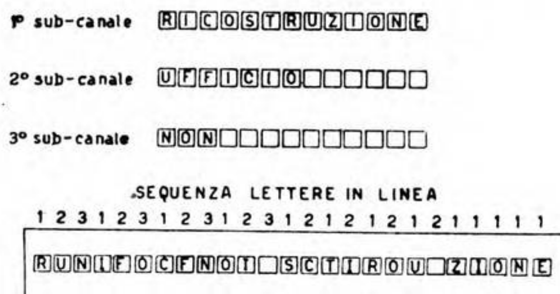


Fig. 1. — Applicazione del sistema « Varioplex » nel caso di tre sub-canali.

Il tempo elementare di ogni battuta rimane tuttavia costante ed è in particolare, quello consueto del codice « start-stop » a 7 impulsi. Le trasmissioni sul canale principale sono quindi differite nel tempo analogamente a quanto avviene nel sistema Baudot. Il tempo di attesa di uno qualunque dei sub-canali, che entra in trasmissione, è pertanto una frazione più o meno grande di secondo, qualunque sia il numero di essi in contemporanea trasmissione.

Nella figura 1 è rappresentato un esempio nel caso di tre sub-canali. Si vede come la mancata trasmissione in un canale (spazio bianco corrispondente all'intervallo di tempo assegnato al terzo sub-canale, dopo l'ultima lettera *n*) determina una nuova sequenza delle lettere in linea, limitata ai sub-canali primo e secondo. Analogamente la mancata trasmissione da parte del secondo, fa sì che le battute del primo possano susseguirsi l'una all'altra, occupando così tutto il canale. È tuttavia sufficiente che un sub-canale riprenda la trasmissione, perchè gli venga fatto automaticamente posto, riducendosi corrispondentemente la velocità media di trasmissione relativa a ciascun sub-canale.

La trasmissione sui sub-canali è ottenuta con telescrittori di tipo modificato, che preparano il testo immagazzinandolo presso la centrale Varioplex (una a ciascun estremo del canale principale).

Col sistema in esame l'utente non occupa la linea per unità di tempo, ma per quantità di battute, e la contabilità del traffico viene curata, presso di lui, con contatori di queste.

Il proporzionamento del numero dei sub-canali da inserire su di un canale principale dev'essere fatto in sèguito allo studio di diagrammi

di traffico, in modo da contemperare le esigenze di occupare il principale sempre alla massima velocità e di non diminuire troppo quella minima dei vari utenti, quando si ha il massimo numero di sub-canali in contemporanea trasmissione: esiste cioè un limite all'immagazzinamento delle battute, com'è ovvio.

L'adozione di un sistema Varioplex implica l'installazione di apparecchiature terminali molto complesse e quindi costose, sulle quali non si hanno ancora dati più che sommari. Non è però affatto da escludere che uno studio approfondito possa far decidere di adoperarlo anche in Italia, in vista specialmente del carattere longitudinale delle comunicazioni, mentre potrebb'essere assai interessante l'applicazione al collegamento telegrafico fra la Sardegna ed il continente. *An. Gi.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

Nel fascicolo del gennaio 1946 di *Energia*, E. Cajone descrive un **nuovo sistema di televisione** — dovuto a P. H. Craig, capo del Dipartimento d'Ingegneria Elettrotecnica dell'Università della Florida — la cui peculiarità è quella di trasmettere contemporaneamente tutti i

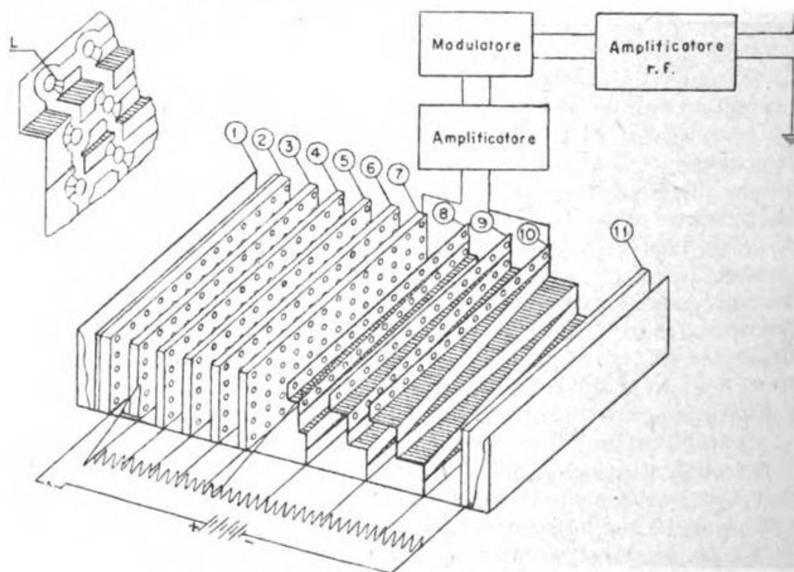


Fig. 1. — Vista prospettica parziale del tubo trasmittente.

punti di un'immagine, con una banda di frequenza richiesta al massimo di 60 kHz.

Una porzione del tubo trasmittente è mostrata in prospettiva nella figura 1: all'involucro isolante 1 segue un catodo fotosensibile sul quale

è sovrapposta una piastra 2, con 40 000 fori vicinissimi (200 linee di 200 elementi); a ciascuno di questi corrisponde un'area elementare del catodo fotosensibile, che emette elettroni per effetto della luce incidente.

Il potenziale della griglia 3 è alternativamente positivo e negativo rispetto al catodo con frequenza di 16 o più volte al secondo; durante

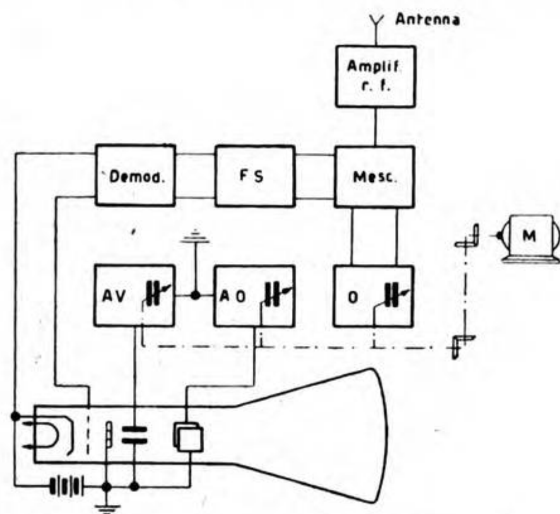


Fig. 2. — Schema di principio del ricevitore.

il periodo positivo gli elettroni anzidetti sono sufficientemente accelerati sì da ionizzare, nella regione immediatamente dopo la griglia stessa, il gas di cui è riempito il tubo (opportuno gas ionizzabile o piccola quantità di vapori di mercurio). Una serie di griglie 4, 5, 6, con fori corrispondenti a quelli delle precedenti, dà un gradiente di potenziale che mantiene gli ioni a una determinata velocità e in strettissimi fasci ciascuno corrispondente a un'area elementare.

Per raggiungere la placca collettrice 11, gli ioni attraversano i fori, in egual numero ed egualmente disposti dei precedenti, di quattro altre piastre 7, 8, 9, 10 isolanti di forma opportuna, tale che la distanza misurata da piastra a piastra è la stessa per tutti i fori allineati lungo una parallela all'asse del tubo, ma varia da allineamento ad allineamento.

Intorno ai fori di queste ultime piastre (mostrati in particolare in *L*) sono disposti anelli stampati da una pellicola di permalloi spessa circa 0,02 mm, isolati su entrambe le facce con uno strato sottilissimo di smalto, sul quale successivamente è deposto uno strato metallico. Sui nuclei magnetici così costituiti è avvolto un filo conduttore, in maniera che, quando un gruppo di ioni passa attraverso l'anello, genera nel nucleo

un flusso magnetico e induce nel conduttore un impulso di tensione. Ogni gruppo di ioni produce quindi quattro impulsi di tensione, i quali sono spaziati secondo intervalli di tempo che dipendono, essendo la velocità degli ioni costante, unicamente dalla distanza fra i fori corrispondenti nelle piastre, e poichè questa è diversa per ciascun allineamento, l'onda di tensione relativa a ciascuna area elementare ha frequenza diversa dalle altre.

Tutti gli avvolgimenti degli anelli sono collegati in serie e fanno capo al circuito d'ingresso del modulatore, al quale in definitiva sono applicate contemporaneamente tante onde di tensione quante sono le aree elementari, ciascuna di frequenza diversa, dipendente dalla posizione dell'area, e con ampiezza determinata dall'intensità della luce incidente sull'area stessa.

Il ricevitore (fig. 2) contiene un oscillatore *O* e due analizzatori *AV*, *AO*, comandati insieme da un motore *M*: mentre l'analizzatore orizzontale *AO* conduce la macchia catodica da sinistra a destra con una data velocità e poi rapidamente la riporta a sinistra e così via, e il verticale fa muovere la macchia stessa dall'alto al basso con data velocità e poi la riporta in alto, l'oscillatore *O* produce una frequenza variabile con continuità, in modo tale che i battimenti, che essa determina con le varie frequenze contenute nel segnale in arrivo, abbiano sempre una determinata frequenza, su cui è accordato il filtro selettivo *FS*. Se la differenza fra ciascuna frequenza componente del segnale in arrivo e la frequenza di *O* in quell'istante non è uguale alla frequenza su cui è accordato il filtro, ciò indica che quella particolare frequenza componente del segnale non era presente. È chiaro che il passaggio o no degli elettroni attraverso la griglia del tubo a raggi catodici, in una posizione determinata da *AO* e da *AV*, dipende dalla presenza o no nel segnale in arrivo di quella particolare frequenza componente.

Supposte, a titolo di esempio, 40 000 aree elementari, se al distacco fra gli elementi adiacenti corrisponde la differenza di 1 Hz, si ha una larghezza totale di banda di 40 kHz. *N. L. B.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

D. FAGGIANI. — *Lineamenti di acustica applicata.* — Libreria editrice politecnica C. Tamburini, Milano, 1946. — Un volume di XII-250 pagine con 97 figure e tre tavole. — Prezzo L. 480.

Scopo del volume, come dichiara l'autore nella prefazione, è quello di esporre nelle grandi linee i problemi dell'acustica applicata: in questo campo egli considera preminenti l'elettroacustica e l'acustica architettonica.

Il primo capitolo espone la dinamica delle vibrazioni, trattando essenzialmente, ma non esclusivamente, i sistemi ad un grado di libertà, che compiono oscillazioni sia forzate, sia libere; introduce altresì il concetto d'impedenza acustica e fa cenno delle analogie elettromeccaniche. Il secondo è dedicato ai richiami di acustica, con la definizione delle grandezze principali e delle loro unità di misura, con un cenno di acustica fisiologica; studia quindi la propagazione delle onde, con esame dei casi principali.

Col terzo capitolo, destinato all'acustica delle sorgenti sonore, si perviene al cuore del volume: in una prima parte destinata alla generazione dei suoni si tratta dapprima del caso del disco vibrante, con cenno delle sue proprietà direzionali e quindi delle trombe; gli apparecchi elettroacustici sono oggetto della seconda parte e la trattazione, se pur sempre molto rigorosa e volta a cogliere i punti essenziali, può apparire un po' sommaria; pure stringata è la terza parte, dedicata alla registrazione del suono.

Nel capitolo quarto si esamina il tema più importante dell'acustica architettonica: quello dell'acustica degli spazi chiusi. È notevole come l'autore sia riuscito a dare, in forma sintetica, ma chiara e convincente, un'esposizione dei complessi fenomeni che si hanno in uno spazio chiuso, trattandone sotto vari aspetti (metodi grafici di studio, teoria del tempo di riverberazione), sino a fornire dati concreti e suggerimenti per lo studio della correzione acustica e per la costruzione di nuove sale dei vari tipi.

Il quinto capitolo è dedicato alla rumorosità ed all'isolamento acustico; ed anche qui ad una lucida esposizione dei principi fondamentali segue una completa disamina dei vari problemi che in pratica si presentano per il silenziamento. Col sesto, dedicato alle segnalazioni, sia aeree, sia subacquee, si ritorna dall'ingegneria verso la fisica tecnica;

con l'usuale chiarezza espositiva, si dànno le leggi fondamentali della propagazione delle onde acustiche nell'aria e nell'acqua, e si fa cenno, sia pur sommario, degli apparecchi adoperati per queste particolari applicazioni.

Chiude il volume una preziosa raccolta di trenta esercizi, tutti svolti, e molto ben scelti, che non soltanto costituiscono un'efficace illustrazione del valore numerico dei fenomeni considerati, ma offrono il destro di approfondire determinati aspetti dei problemi trattati, nel corso del volume, in forma più generale. Segue un'appendice, con alcuni sviluppi analitici, con alcune interessanti tabelle sui coefficienti di assorbimento acustico dei materiali e con un'esemplificazione dell'uso delle analogie elettromeccaniche.

Il volume ha manifestamente il carattere di testo per corso universitario, ma risulta efficace anche per il professionista — soprattutto architetto ed ingegnere — che desideri, senza impegnarsi in studi troppo complessi, formarsi nozioni precise, non meno che praticamente utili.

Il libro, dal titolo che può apparire non scevro di qualche preziosità, mantiene tuttavia in pieno la promessa in esso contenuta: via via che si procede nel leggere, il volto dell'acustica applicata moderna si svela e se ne manifesta sempre più nitidamente la linea di sviluppo. Lo stile sempre vigilato e letterariamente pregevole, ma non pesante, fa sì che la lettura risulti facile e gradevole: essa è interessante anche per lo specialista. L'opera è in conclusione una bella dimostrazione di come un testo universitario possa risultare utile anche per colui che vi ricorra per le applicazioni tecniche di tutti i giorni, e di come ci si possa avvicinare ai non specializzati, senza cadere nell'imprecisione e nell'approssimativo, quando non anche nell'errore; come càpita purtroppo frequentemente di vedere in molti libri, che, perchè destinati ai pratici, gli autori sembrano pensare possano essere mal fatti o trasandati.

L'edizione è tipograficamente assai curata. *An. Gi.*

***

E. BIFFI. — *Strumenti ed apparecchi elettrici*. III edizione. — Libreria editrice politecnica C. Tamburini, Milano, 1946. — Un volume di 563 pagine, con 281 figure. — Prezzo L. 700.

Il volume, litografato, è destinato agli allievi delle scuole professionali, e spiega l'uso e il funzionamento degli strumenti essenziali e degli apparecchi elettrici d'impiego generale nella tecnica delle così dette correnti forti. L'argomento, molto vasto, è suddiviso in cinque parti, dedicate rispettivamente a: strumenti di misura indicatori, strumenti registratori ed integratori, apparecchi di manovra e interruttori, apparecchi di regolazione, apparecchi di protezione degli impianti. L'esposizione segue un indirizzo essenzialmente pratico e descrittivo, limitando convenientemente i calcoli e gli sviluppi teorici, in modo

da dare con mezzi elementari una buona conoscenza della materia. Giovano al valore didattico dell'opera la scelta e la distribuzione accurate degli argomenti, mentre la trattazione chiara e piana ne facilita lo studio agli allievi. *G. Ro.*

***

R. Langbein u. G. Werkmeister. — *Elektrische Messgeräte. Genauigkeit und Einflussgrössen.* — Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1943. — Un volume di XII-226 pagine, con 190 figure, legato. — Prezzo R. M. 15.

Questo volume è il secondo di una raccolta di monografie di fisica tecnica e, come il precedente, è dedicato a strumenti e dispositivi misuratori: più precisamente tratta degli strumenti elettrici di misura. Si distingue fra la ricca letteratura sull'argomento per alcuni caratteri notevoli, che ne fanno un'opera interessante e moderna.

L'argomento è ben delimitato: precisione e fonti di errori relative agli strumenti a lettura diretta ad indice ed ai dispositivi, come raddrizzatori e termocoppie, direttamente applicabili ad essi; trattazione estesa dunque ai soli strumenti fondamentali, amperometri voltometri e wattmetri, descritti in modo conciso, ma chiaro ed esauriente nelle 40 pagine della prima parte, seguendo questo ordine: strumenti a bobina mobile, elettromagnetici, elettrodinamici, a induzione, elettrostatici, a raddrizzatore, a filo caldo ed a termocoppia. Il limitarsi a questi tipi essenziali corrisponde a illustrarne quelle che si possono definire le caratteristiche più universali e più perfette, trattandosi di strumenti che hanno raggiunto, grazie al loro largo uso, la massima perfezione conseguibile con la tecnica moderna, ed una forma ormai classica.

Nella seconda parte, ch'è la essenziale, sono esposte le varie cause che influenzano le indicazioni di detti strumenti, in modo che risulta stabilito entro quale campo (di temperatura, di frequenza e via dicendo) ed entro quali limiti di errore l'indicazione dello strumento può considerarsi una funzione ben definita della sola variabile (corrente, tensione o potenza) da misurare, funzione rappresentata dalla scala dello strumento stesso. I motivi di errore vengono esposti nell'ordine seguente: cause meccaniche, variazioni di temperatura, cause elettriche, variazioni di frequenza e forma d'onda, campi esterni elettrici e magnetici, isteresi e dissimmetrie. L'esame di ogni singola fonte di errore viene esteso ai diversi tipi di strumenti secondo lo schema seguito nella prima parte; ne risulta un'efficace e chiara inquadratura della materia.

La trattazione, data anche la limitatezza dell'argomento, è molto ampia ed esauriente, pur non oltrepassando, sempre, il grado di approssimazione sufficiente agli scopi pratici, e pur non prendendo in considerazione schemi o dispositivi che si differenzino da quelli ormai classici. Vi risultano pure convenientemente esposte le possibilità degli stru-

menti a raddrizzatore ed a termocoppia nel campo delle alte frequenze. Il libro è ampiamente corredato di figure e schemi, riferentisi essenzialmente alle attuazioni dell'industria tedesca; la lettura riesce facile ed interessante. *G. Ro.*

***

Energia. Rivista di scienze pure ed applicate. — Anno I, numeri 1 e 2-3, gennaio e febbraio-marzo 1946. — Napoli, via Mezzocannone, 16. — Due fascicoli di 84 pagine complessive, con numerose figure. — Prezzo L. 100 per fascicolo (abbonamento annuo L. 1000).

I còmpiti di questa nuova pubblicazione sono lumeggiati nella relazione del suo direttore, professore G. Bourelly, al Comitato direttivo, pubblicata nel primo fascicolo. « Sarà una rivista di scienze pure ed applicate che per essere sorta a Napoli sarà prevalentemente la palestra degli scienziati e dei tecnici meridionali. Accoglierà articoli di indole generale che conservino però il carattere di originalità, scevri quindi da aspetti di banale volgarizzazione. In una seconda parte, che costituirà quindi come un « Archivio », sarà consegnato il lavoro scientifico puro, costituente contributo originale, frutto di una ricerca teorica o di laboratorio. Seguirà una rubrica di cronaca tecnico-scientifica e un'altra speciale rubrica riporterà i dati del movimento industriale e finanziario e aggiornerà su alcuni indici del processo di risveglio della nostra vita economica ed industriale ».

I primi fascicoli contengono articoli su vari argomenti: fra gli altri, determinismo (G. Giorgi), esperienze di radiopropagazione (G. Bourelly), problemi di astronomia (L. Carnera), nuovo sistema di televisione (E. Cajone), entropia (P. E. Brunelli), motori a vento (E. Carlevaro), effetto Lussemburgo (M. Cutolo), energia atomica (E. Cajone); nell'« Archivio », un lavoro sulla prospezione del sottosuolo con metodi elettromagnetici (C. Aquilina) e uno sul comportamento dei ricevitori telefonici e sulle prove con l'orecchio artificiale (I. Barducci).

Vario e interessante il notiziario tecnico-scientifico. *N. L. B.*

***

Elettronica. Rivista mensile di radiotecnica e tecnica elettronica. — Anno I, numeri 1 ÷ 6, gennaio ÷ giugno 1946. — Torino, corso Oporto, 46. — Sei fascicoli di 248 pagine complessive, con numerose figure. — Prezzo L. 75 per fascicolo (abbonamento annuo L. 800).

Questo nuovo periodico, che ha iniziato la sua vita col 1946 sotto la direzione tecnica del professore G. Dilda e quella responsabile di P. G. Portino, si propone di presentare un carattere di seria volgarizzazione, mantenendosi in mezzo tra la rivista prettamente scientifica e quelle che, per conservare un carattere estremamente elementare,

cadono talvolta nell'imprecisione, anche purtroppo grossolana. Ad articoli di tipo divulgativo come « Raddrizzatori a strato isolante » di E. Severini, « Teoria dei trasformatori di uscita » di G. Tamburelli, « Autoregolatori a ferro saturo » di G. Dilda, « Appunti di ottica elettronica » di G. Gramaglia, ne sono alternati altri di carattere più tecnico e industriale come « Misura elettrica di grandezze meccaniche » di G. Villa, « L'industria dei tubi elettronici in Italia » di L. Sacco, « La sintonia con induttori variabili » di A. Novellone, e frequenti notizie di novità tecniche: sui « radar », sui ricetrasmettitori radiotelefonici portatili americani, e via dicendo. Una rubrica è dedicata ai radiodilettanti ed appare assai curata una rassegna della stampa tecnica. Ogni numero porta inoltre un notiziario del « Radio Club Piemonte », di cui il periodico è l'organo ufficiale.

Le varie parti sono in genere tra loro opportunamente equilibrate, cosicchè sembra che la rivista sia bene avviata a conservare quei caratteri che i suoi iniziatori si sono proposti di darle. In particolare è doveroso rilevare la notevole proprietà di presentazione ed un'accuratezza di linguaggio tecnico, che ci auguriamo abbiano a mantenersi perchè potranno contribuire notevolmente a migliorare il livello medio di conoscenza dei cultori di radiotecnica. *M. B.*

***

Tecnica elettronica. Rivista di radiotecnica e telecomunicazioni. — Volume I, numeri 1 ÷ 3, aprile ÷ giugno 1946. — Milano, via Strobel, 6. — Tre fascicoli di 286 pagine complessive, con numerose figure. — Prezzo L. 80 per fascicolo i primi due, L. 140 il terzo (abbonamento a dodici numeri L. 1400).

Nei fascicoli della nuova rivista, sino ad ora pubblicati, accanto ad articoli di carattere generale e di larga informazione — come quello dovuto a E. Gnesutta sulle prospettive della radiotecnica italiana, i due di H. W. Stawski sui dielettrici ceramici e sul riscaldamento elettrico, lo scritto di A. Tescari sulle novità della tecnica americana e svizzera — si trovano lavori di maggior contenuto tecnico-scientifico: un pregevole studio del Dobner sul calcolo degli amplificatori regolati, uno del Mininni sugli espansori di volume, altri di F. Bruno sugli oscillografi a radiofrequenza, di A. Gurviz sugli amplificatori compensati, di C. Bertolasi sugli amplificatori a larga banda, e così via.

In ciascun numero, di circa novanta pagine, almeno quindici o venti sono dedicate ai « radianti », cui forniscono sia informazioni sulle condizioni di ricezione o su altri problemi contingenti, sia descrizioni di apparecchi e dispositivi, adatti a questo aspetto particolare, ma tanto suggestivo della radiotecnica. Ogni fascicolo è in fine integrato da varie rubriche: una d'informazioni generali, una per i nuovi prodotti ed una di recensioni di articoli e libri.

Non comune la presentazione tipografica, su bella carta patinata e con disegni a colori, in fogli non cuciti, ma tenuti insieme da una spirale metallica: di questa innovazione non si comprende appieno lo scopo, in quanto la rivista non appare impaginata per permetterne un'eventuale scomposizione e ricomposizione secondo altri criteri; così ad esempio le pagine dedicate ai «radianti» non hanno una numerazione speciale, per consentirne la raccolta a parte, il che potrebbe risultare utile o gradito.

La rivista, diretta dal dottore A. Pascucci, si appoggia a quel nucleo di giovani, ma valenti tecnici delle radiocomunicazioni, che opera a Milano; ad essi si deve guardare con molta attenzione e simpatia, perchè si avviano, in unione, è ben ovvio, coi colleghi di tutte le altre parti del nostro Paese, a costituire la seconda generazione dei radiotecnici italiani.

Certamente — e ciò vale anche per altre consorelle di nascita recentissima — vien fatto di domandarsi se nuove riviste di radiotecnica, soprattutto tenendo conto del particolare momento che attraversiamo, siano proprio necessarie; non si deve tuttavia disconoscere che esse tendano a soddisfare specifiche e facilmente riconoscibili esigenze, cui si potrebbe pensare di adempiere anche altrimenti, ma che comunque trovano nelle pagine nuove una loro autonoma manifestazione: e questa prova di vitalità merita compiacimento.

Fra gli scopi che a codesti periodici sono giustamente da proporre, apparisce importantissimo quello di mostrare ad un pubblico assai vasto di lettori come tutta la radiotecnica possa essere oggetto di calcoli e di previsioni precise, e come certa faciloneria, che trovava forse qualche giustificazione nel passato, sia ormai da bandire. Sotto questo aspetto gioveranno senza dubbio la bontà della presentazione e un'attenta cura nell'eliminare ogni imperfezione, e in particolare gli errori tipografici, facili a sfuggire specialmente negli articoli più ricchi di formule e di notazioni.

Un altro aspetto, meno scopertamente espresso, ma che si presume sia stato alle radici di codeste iniziative e ne costituisca uno dei fini principali, sembra dover essere quello di concorrere a far progredire l'industria italiana verso una produzione di elevata qualità: questa che appare oggi, se non come la sola, certamente come una delle più interessanti esigenze della nostra industria, radiotecnica e d'ogni altro campo, è legata alla formazione di tecnici sempre più numerosi, che nel tempo stesso siano teoricamente preparati, ma non si perdano in disquisizioni troppo astratte, magari a scapito della pratica sperimentale.

Auguriamo così alle nuove consorelle lunga e prospera vita.

An. Gi.



Vol. XV Giugno 1946 N. 2

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

CONTENTS

INHALT

PROF. A. BARBAGELATA, *Direttore responsabile* - Pubblic. autorizzata P 82 A. P. B.
Stabilimento Tipografico AJANI GIOVANNI & CANALE GIACOMO - Corso S. Maurizio 42-A - TORINO

VOL. XV - N. 3 SETTEMBRE 1946

ALTA FREQUENZA

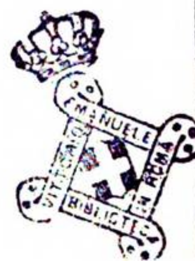


RASSEGNA DI RADIOTECNICA

TELEFONIA

E ACUSTICA APPLICATA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A. F. XV-3 SET. 1946

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. XV SETTEMBRE 1946 N. 3

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Direttore: G. VALLAURI. *Condirettore:* P. LOMBARDI.
Redattori: M. BOELLA; V. GORI; R. SAN NICOLÒ; F. VECCHIACCHI.
Collaboratori ordinari: A. FERRARI-TONIOLO; A. GIACOMINI; A. GIGLI; N. LA BARBERA; A. PINCIROLI; R. SARTORI.

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . . . . **L. 500**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . » **400**
IL PRESENTE FASCICOLO (trimestrale) . . . . » **150**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . » **120**

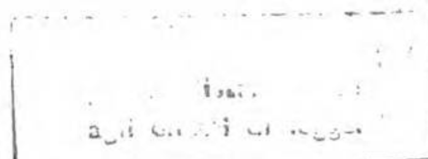
ANNATE ARRETRATE: V (1936), VI (1937), CIASCUNA **L. 200**; PER I SOCI **L. 160**. LE SUCCESSIVE, CIASCUNA **L. 250**; PER I SOCI **L. 200**. XIV (1945) **L. 450**; PER I SOCI **L. 350**.

SOMMARIO

Résumés en langue française

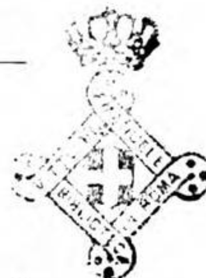
English Summaries

Summarische Uebersichten in deutscher Sprache



Vol. XV Settembre 1946 N. 3

ALTA FREQUENZA



Teoria e pratica della superreazione.

Ideata or son più di vent'anni dall'americano Armstrong, la superreazione ha lasciato per molto tempo incerti gli studiosi sull'interpretazione del suo funzionamento ed ha fruttato nella letteratura numerosi lavori teorici e sperimentali. In questo tema fanno un curioso riscontro la complessità e la difficoltà di analisi dell'amplificatore in superreazione con la semplicità e la relativa facilità di attuazione pratica, le quali per talune applicazioni ancor oggi rendono lo schema stesso preferibile ad ogni altro. Ma anche per il semplice tecnico l'esatta cognizione del modo di attuarsi di codesta amplificazione può dare una sicura norma per il migliore proporzionamento del circuito, e perciò riuscirà di certo gradita l'esposizione del professore LATMIRAL, che pubblichiamo in questo fascicolo, chiara e facile nella sua forma di presentazione fisica e qualitativa.

Tale studio, intrapreso dall'autore durante la guerra, era indirizzato alla creazione di disturbatori attivi contro i radiolocalizzatori da puntamento; perciò solamente ora se ne può dare notizia non riservata, e risulterà senza dubbio interessante — e merita giusto rilievo — l'accenno che a codesto proposito è fatto di sfuggita nel lavoro, perchè da esso traspare una nuova testimonianza del contributo recato dagli studiosi italiani alla tecnica delle alte frequenze nel periodo bellico. A tale contributo si è già avuta occasione di fare riferimento nelle nostre pagine, in particolare per quel che riguarda le applicazioni militari [1]; di esso fanno parte non poche indagini e ricerche, le quali si dimostrano anche in modo autonomo — come, per esempio, proprio la presente — importanti e meritevoli di considerazione.

---

[1] A. F., 1946, XV, p. 62.

Microfoni elettrostatici.

L'idea di costruire un condensatore, di cui una delle armature sia una lamina sottile e vibratile che si muova sotto l'azione delle onde sonore, e di trar profitto dalle variazioni di capacità, che così si producono, per ottenere effetti elettrici dipendenti dal fenomeno acustico, cioè l'idea di attuare un microfono elettrostatico, è semplice e suggestiva e ci par quasi, oggi, naturale e spontanea.

Essa infatti fu concepita dal Doblear più di sessant'anni or sono, ma dovette esser messa da parte, perchè l'entità degli effetti ottenibili, vale a dire la sensibilità del dispositivo, riesce, in se stessa, estremamente scarsa. Come per molti altri ritrovati, rimasti per lungo tempo allo stato di idee e di proposte a cagione della loro limitata efficienza, così anche per il microfono a condensatore è stato necessario l'avvento del triodo con le sue mirabili possibilità di amplificazione, perchè venisse il giorno dell'attuazione concreta.

Il microfono a condensatore, descritto dal Wente nel 1917 e rimasto essenzialmente il medesimo nella grandissima maggioranza dei casi, ha preso ormai un posto a sè nel dominio dell'elettroacustica. Se nella tecnica radiofonica, ove occupa tuttora una posizione interessante, esso deve sostenere la crescente concorrenza di altri dispositivi che hanno compiuto e compiono notevoli progressi, nelle prove di laboratorio ed in genere in tutto il campo delle misure i suoi pregi si affermano in modo particolare.

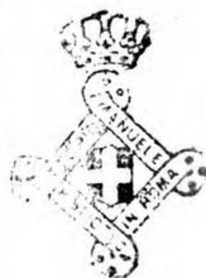
È ottimo dal punto di vista della fedeltà, poichè può esser messo in condizione di non presentare distorsione apprezzabile e di rispondere in modo praticamente uniforme a tutte le frequenze, da poche decine fino ad oltre diecimila hertz. Per di più ha piccole dimensioni, sì che produce deformazioni minime del campo sonoro e presenta direzionalità appena sensibile anche alle frequenze più elevate. L'alta impedenza meccanica lo rende poi particolarmente adatto alle misure di pressione acustica. Sono noti d'altronde i suoi difetti: principalmente la sensibilità tuttora relativamente scarsa e l'elevata impedenza elettrica interna, che impone immediata vicinanza dell'amplificatore e accurata schermatura.

Già vari studiosi italiani si sono occupati del microfono a condensatore e pensiamo raccoglierà notevole interesse lo studio dell'ingegnere Bordoni, in cui il funzionamento e la taratura del microfono stesso sono analizzati in modo generale ed esauriente con l'esatta precisazione

delle ipotesi messe a base della trattazione. Se queste ultime, imposte dalla complessità del problema, possono apparire a prima vista coraggiosamente semplificative, le conclusioni delle ricerche esposte non soltanto confermano la loro legittimità, ma mostrano altresì che il microfono di Wente è uno dei trasduttori elettroacustici, in cui le previsioni del calcolo meglio si avvicinano ai dati delle misure sperimentali e la taratura può essere eseguita con risultati sicuri, ottenibili concordemente per vie diverse.

Radiotecnica e aeronavigazione.

La prima guerra mondiale, con l'avvento e col trionfo dei tubi elettronici, segna il passaggio da un'epoca ad un'altra nella storia della radiotecnica. È probabile che gli anni del più recente secondo conflitto saranno del pari ricordati, oltre che per spaventose distruzioni ed immani catastrofi, anche per radicali progressi tecnici in ogni settore e particolarmente in quello delle altissime frequenze.



Già ci siamo occupati di radiolocalizzatori e di radiotelemetri (per i quali va sempre più diffondendosi nell'uso il nome convenzionale di «radar») e abbiamo detto della grande e decisiva influenza da essi esercitata sull'andamento e sull'esito delle operazioni militari ([2]). Ma, come sempre accade, il magnifico sviluppo impresso a quel ramo della tecnica non poteva non avere riflessi anche nel campo delle applicazioni civili ed in particolare in quello degli aiuti alla navigazione aerea.

Cessato il riserbo che circondava di un alone di mistero tutti gli argomenti del genere, si è tenuta nel marzo a Londra una conferenza internazionale, che ha offerto al mondo scientifico e tecnico un primo quadro dei successi conseguiti nella costruzione di radioapparati per l'assistenza al volo. Di esso l'ingegnere VALLESE tratteggia nel presente fascicolo le linee principali, passando in rassegna la ricca serie di dispositivi che permettono oggi ad un velivolo, mentre naviga nell'oscurità o sopra il mare o in mezzo alle nubi, d'individuare la sua posizione e la sua rotta e di guidarsi nell'atterraggio, mediante l'ausilio di organi sempre più semplici, maneggevoli e sicuri. Gli accorgimenti tecnici che hanno consentito di raggiungere tali risultati sono quanto mai ricchi di varietà e di genialità, onde è facile arguire ch'essi saranno sempre più largamente fecondi di utili frutti anche in molte altre applicazioni, oggi forse neppure prevedibili.

LA REDAZIONE.

([2]) A. F., 1945, XIV, p. 230; 1946, XV, p. 34, 35 e 63.

LA SUPERREAZIONE

GAETANO LATMIRAL

Pur risultando riproducibile con mezzi semplici, il fenomeno della superreazione è molto complesso e la sua previsione quantitativa, per il gran numero di parametri in giuoco, è assai difficile. Per mettere al punto i ricevitori a superreazione si procede quindi normalmente per tentativi. Scopo della presente nota è quello di fornire alcune indicazioni e norme per la comprensione qualitativa dei fenomeni e per la regolazione e prova degli apparati, e di far cenno ad alcune possibili estensioni dell'uso della superreazione.

1. - Generalità.

Un ricevitore a superreazione consta normalmente delle tre seguenti parti (fig. 1):

1) uno stadio oscillatore-rivelatore in superreazione (modulato ad impulsi);

2) un oscillatore-modulatore, detto « di spegnimento », funzionante a frequenze dell'ordine delle decine o centinaia di kilohertz e destinato a modulare ad impulsi lo stadio precedente;

3) un amplificatore di bassa frequenza, atto ad amplificare in tensione e potenza i segnali rivelati.

È interessante notare che il primo stadio, avente la duplice funzione di oscillatore e di rivelatore, può essere concettualmente ed anche praticamente suddiviso in:

a) un oscillatore ad impulsi, funzionante come amplificatore, nel senso che ad un segnale modulato viene fatta corrispondere una serie di treni di oscillazioni di frequenza all'incirca eguale a quella del segnale; l'ampiezza, durata o frequenza di questi impulsi è funzione crescente dell'intensità del segnale; naturalmente, la modulazione è tanto più profonda quanto più intensa è la parte modulata del segnale e quanto meno sviluppati sono gli impulsi in assenza di esso;

b) un rivelatore, normalmente di griglia ed incorporato nell'oscillatore, ma che potrebbe anche essere separato ed a diodo o di placca.

I componenti *a* e *b* possono essere fusi in un unico stadio oscillatore-rivelatore « sovreccitato » funzionante in autospegnimento, grazie all'uso di un gruppo di autopolarizzazione di griglia avente resistenza e capacità

atte a provocare il funzionamento oscillatorio intermittente allorchè l'accoppiamento di reazione è sufficientemente stretto. Anzichè una modulazione esterna di placca o di griglia, si ha in tal caso una automodulazione di griglia.

Allo stadio oscillatore-rivelatore può essere premesso uno stadio preamplificatore di alta frequenza. Detto stadio può evitare che il circuito d'antenna reagisca sull'oscillatore-rivelatore e che la potenza

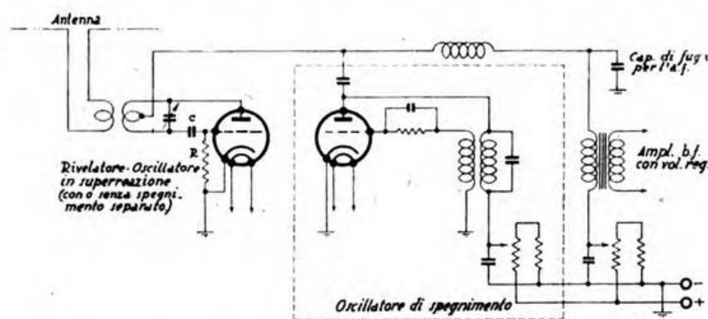


Fig. 1. — Ricevitore a superreazione, con oscillatore di spegnimento separato, accoppiato capacitivamente: il funzionamento in autospegnimento può essere ottenuto togliendo l'oscillatore separato ed aumentando convenientemente *R* e *C*.

generata da quest'ultimo sia irradiata. Si tenga presente che la potenza media dei treni o « pacchetti » di onde generati dall'oscillatore-rivelatore, con il ritmo della frequenza « di spegnimento », raggiunge normalmente $1/3 \div 1/4$ della potenza che lo stesso tubo, a pari tensione anodica, potrebbe generare in regime di oscillazioni continue. Ne consegue che eventuali altri ricevitori in ascolto sulla stessa frequenza, o su frequenze vicine, possono essere gravemente disturbati; acusticamente risultano talora udibili dei fischi dovuti al battimento delle frequenze di spegnimento o di armoniche di esse.

Lo stadio preamplificatore può anche conferire una maggiore selettività al ricevitore, normalmente poco selettivo, sia perchè dotato di un solo circuito accordato, sia per motivi particolari derivanti dal funzionamento intermittente e di cui appresso si farà cenno. Per onde non troppo corte, lo stadio preamplificatore contribuisce alla sensibilità effettiva del ricevitore migliorandone il rapporto segnale rumore.

Ai vantaggi sopra esposti si accompagnano però alcune inevitabili complicazioni costruttive e di regolazione che rendono l'uso del preamplificatore non troppo comune per le onde metriche ed assai raro per le decimetriche, per le quali i benefici sono d'altronde minori e vincolati all'uso di tubi speciali.

Per il buon funzionamento della superreazione occorre che durante una breve frazione del periodo della tensione di spegnimento le oscilla-

zioni di alta frequenza possano raggiungere condizioni prossime a quelle di regime, altrimenti le oscillazioni non fanno a tempo a formarsi nè a spegnersi in modo praticamente completo. Poichè la frequenza di spegnimento deve essere ultracustica, tale condizione fa sì che la superreazione non può essere proficuamente utilizzata per onde più lunghe di alcune decine di metri e risulta invece particolarmente atta alla ricezione delle onde da alcuni decimetri a 10 m circa.

2. - Meccanismo della superreazione.

Può essere compreso ammettendo che il tubo in superreazione, essendo alimentato con una tensione continua ed una tensione di spegnimento di frequenza f_{sp}, introduca nel circuito oscillatorio ad essa associato, avente resistenza R_+, una resistenza negativa costante R_- ed una resistenza di spegnimento R_{sp}. La resistenza equivalente globale del circuito diviene allora pari a:

$$R = R_+ + R_- + R_{sp} \, . \qquad [1]$$

R_- ed R_{sp} possono generalmente essere regolate separatamente variando potenziometricamente le tensioni anodiche dell'oscillatore in superreazione e di quello di spegnimento. R_-, se la reazione è induttiva, vale approssimativamente gM/C, dove g è la pendenza del tubo (A/V), M il coefficiente di mutua induzione (H) e C la capacità del circuito accordato (F).

Una condizione di ottimo in ricezione si ha generalmente allorchè R_- è di poco inferiore ad R_+ ed R_{sp} ha il valore minimo necessario a causare il regolare innesco e disinnesco delle oscillazioni (1).

Si supponga che la resistenza globale R vari quasi sinusoidalmente nel modo sopra indicato (il modo della variazione potrebbe essere anche diverso senza che i ragionamenti qualitativi che si espongono cambino) e si osservi, seguendo il David (2), quel che accade nel circuito oscillatorio di resistenza R allorchè esso è soggetto ad un segnale.

Nel funzionamento del circuito possono essere distinte tre fasi: di resistenza positiva decrescente, negativa, e positiva crescente (fig. 2). Nella prima fase si ha solitamente un intervallo di inattività ed uno di oscillazioni forzate; nella seconda uno di transizione ed uno di oscillazioni libere crescenti (o saturate); nella terza uno di smorzamento ed uno di inattività. Per brevità si distingueranno le tre fasi coi nomi di fase delle oscillazioni forzate, delle oscillazioni libere, di smorzamento.

---

(1) Per onde molto corte può risultare opportuno operare con $R_+ = 0$, vale a dire alimentare l'oscillatore esclusivamente con la tensione di spegnimento, convenientemente maggiorata per modo che risulti $|R_{sp}| > R_+$ durante i massimi negativi di R_{sp}.

(2) P. DAVID: Les « super-réactions » - Onde Él., 1928, VII, p. 217.
E. H. ARMSTRONG: Some recent developments of regenerative circuits - Proc. I. R. E., 1922, X, p. 244.

3. - Fase delle oscillazioni forzate.

È quella durante la quale la resistenza globale R (fig. 2) decresce dal valore massimo positivo fino a zero ed il segnale presente induce oscillazioni forzate nel circuito. L'ampiezza di queste oscillazioni, dovute ad un segnale in serie $e_s = E_s$ sen ωt, è limitata, se la resistenza del circuito non è trascurabile, dalla resistenza stessa, e risulta dalle relazioni:

$$[2] \qquad i_f = I_f \text{ sen } \omega t = \frac{E_s}{R} \left(1 - e^{-Rt/(2L)}\right) \text{ sen } \omega t \, , \quad v_f = \omega L \, i_f \, ,$$

dove v_f rappresenta la tensione in derivazione (si userà la lettera e per le tensioni in serie e la v per quelle in derivazione).

Si noti che la condizione di regime ($I_f = E_s/R$, $V_f = (\omega L/R) E_s$) è tanto più sollecitamente raggiunta quanto più è grande R. Il valore finale di I_f (e di V_f) è però inversamente proporzionale ad R. Quanto al valore raggiunto dopo un determinato tempo t, esso, pur non essendo inversamente proporzionale ad R, cresce tuttavia con il diminuire di R.

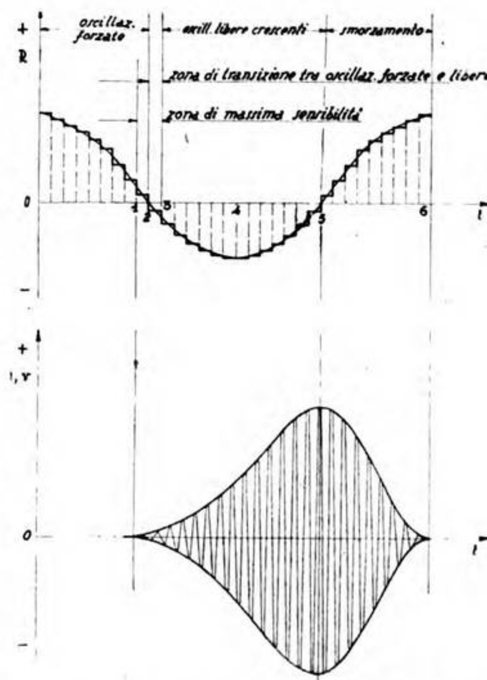


Fig. 2. — Andamento della corrente e della tensione oscillatoria in un circuito a superreazione, in funzione della resistenza equivalente in serie globale R supposta quasi sinusoidale.

Per semplificare i ragionamenti, s'immagini ora di sostituire alla curva $R(t)$ una spezzata a forma di gradinata (fig. 2). Nei primi gradini, in cui si hanno elevati valori di R, la corrente oscillatoria forzata I_f dovuta ai segnali in arrivo ha valori estremamente piccoli; valori non trascurabili cominciano a manifestarsi invece nella zona dove R è prossimo a zero (tratto 1-3).

Se la resistenza del circuito è trascurabile si ha infatti, considerando soltanto i primi due termini dello sviluppo in serie di $e^{-Rt/(2L)}$:

$$[3] \qquad e^{-Rt/(2L)} = 1 - \frac{R}{2L} t \, .$$

Dalla [2] si ha allora:

$$i_f = \frac{E_s}{2L} t \operatorname{sen} \omega t \,. \qquad [4]$$

Si noti che la [4] risulta deducibile dalle [3] e [2] anche per piccoli valori negativi di R; ne consegue che in tutto l'intervallo di tempo in cui R è molto piccolo, la corrente I_f è limitata dal valore di L e cresce proporzionalmente a t, vale a dire molto più cospicuamente di quando anche i successivi termini dello sviluppo in serie influiscono. La zona dove R è prossimo a zero è pertanto quella più favorevole alla ricezione (zona di massima sensibilità); la breve durata di essa fa però sì che l'ampiezza raggiunta dalle oscillazioni forzate sia molto minore di quella che si avrebbe in un circuito a reazione. È la presenza della successiva fase di oscillazioni libere quella che rende la superreazione più sensibile della reazione.

4. - Fase delle oscillazioni libere.

La fase delle oscillazioni libere ha inizio allorchè la resistenza, divenuta negativa, assume valori assoluti notevoli. Le oscillazioni forzate divengono allora rapidamente trascurabili di fronte all'intensificarsi di quelle libere che da esse prendono spunto, come mostra la relazione:

$$i_l = I_l \operatorname{sen} \omega t = -\frac{E_f}{R} (1 - e^{Rt/(2L)}) \operatorname{sen} \omega t \,, \qquad [5]$$

che non è altro che la [2] con la R mutata di segno, e che, al crescere di t, diviene:

$$I_l \simeq \frac{E_f}{R} e^{Rt/(2L)} \,. \qquad [6]$$

In ognuno dei gradini della zona delle oscillazioni libere e crescenti (tratto 3-5) il valore iniziale di I risulta moltiplicato per un coefficiente di maggiorazione, tanto più grande quanto maggiore è il valore assoluto della resistenza negativa. Il massimo accrescimento si ha quindi nel punto ove il valore negativo di R è massimo (punto 4); la corrente però sèguita a crescere anche allorchè R diminuisce (in valore assoluto) e fino a che torna a zero. L'ampiezza finale raggiunta è funzione del tempo trascorso, della legge di variazione di R e del valore finale E_f raggiunto dalle oscillazioni forzate. Per quel che riguarda R, è necessario tener presente che, allorchè le oscillazioni divengono di ampiezza notevole e tendono alla saturazione, R non è più indipendente da esse, ma decresce con il loro crescere. Si dovrebbe pertanto ricercare una seconda approssimazione rettificando R e ricalcolando le I.

Un accurato studio delle varie situazioni che possono verificarsi nel modo di accrescimento delle oscillazioni libere e del loro effetto sulla

corrente rivelata è stato effettuato da Frink ([3]). In esso si dimostra che normalmente la rivelazione è logaritmica, come previsto da Ataka ([4]), ma che se lo spegnimento è separato può verificarsi anche la rivelazione lineare prevista dal David ([2]).

La rivelazione avviene sempre per rettificazione a valore medio dei treni di oscillazioni. Normalmente, la rivelazione avviene nello stesso tubo oscillatore ed è ottenuta per caratteristica di griglia, con gruppo di autopolarizzazione (C è dell'ordine di 50 μμF; R, nei triodi riceventi di normale pendenza, è di qualche decina di kiloohm se lo spegnimento è separato, e due o tre volte più grande nel funzionamento in sovreccitazione). In questo caso la corrente rivelata diminuisce con l'aumentare dei segnali. Nulla vieterebbe però che la rivelazione fosse anodica od a diodo, nel quale caso la corrente rivelata crescerebbe insieme con i segnali.

I treni di oscillazioni possono essere modulati dai segnali in arrivo in durata, ampiezza o frequenza.

a) La modulazione in durata è quella che si verifica nei ricevitori con spegnimento separato, allorchè, come normalmente avviene, alle oscillazioni è dato tempo sufficiente per raggiungere la saturazione. Si ha allora un effetto logaritmico di rivelazione. Se V_{f1} e V_{f2} sono le ampiezze delle oscillazioni forzate dovute a due segnali di intensità crescenti, si ha che per V_{f2} la saturazione è raggiunta t_a secondi prima che per V_{f1}. L'anticipo t_a vale (fig. 3 *a*):

[7] $$t_a = \frac{2L}{R} \log_e \frac{V_{f2}}{V_{f1}},$$

dove R è il valore medio della resistenza negativa durante la fase di accrescimento. Il calcolo fu effettuato dal Frink nell'ipotesi di una resistenza negativa costante, cioè di una tensione di spegnimento rettangolare.

La variazione ΔI della corrente media rivelata è proporzionale all'accrescimento ΔA dell'area di ogni singolo oscillogramma. ΔA d'altra parte può considerarsi approssimativamente pari al rettangolo $t_a \times V_s$, dove V_s è l'ampiezza di saturazione delle oscillazioni libere. Si ha quindi:

[8] $$\Delta I \simeq K V_s \log_e \frac{V_{f2}}{V_{f1}}.$$

Qualora l'accrescimento ΔA non variasse con l'aumentare della frequenza di spegnimento f_{sp}, ΔI dovrebbe risultare proporzionale anche ad f_{sp}; dovrebbe essere quindi $K = K' f_{sp}$. In realtà questa condizione si

([3]) F. W. FRINK: The basic principles of superregenerative reception - Proc. I. R. E., 1938, XXVI, p. 76.

([4]) H. ATAKA: On superregeneration of an ultra-short-wave receiver - Proc. I. R. E., 1935, XXIII, p. 841.

verifica soltanto entro certi limiti, oltre i quali ΔA decresce sempre più rapidamente; si ha quindi una f_{sp} ottima.

La rivelazione logaritmica causa una notevole distorsione dei segnali ed assicura per contro due utili effetti: quello di regolazione automatica di sensibilità e quello di limitazione dei rumori impulsivi.

b) La modulazione in ampiezza può verificarsi nei ricevitori con spegnimento separato, allorchè le modalità del funzionamento sono tali che alle oscillazioni non è consentito di raggiungere la saturazione (fig. 3 *b*). Occorre a tal fine uno spegnimento brusco e rapido, quale può ottenersi alimentando l'oscillatore con tensione di spegnimento di elevata frequenza ed ampiezza, ed un proporzionamento abbastanza critico delle costanti del funzionamento.

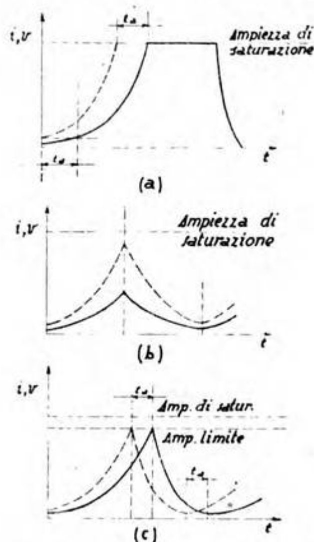


Fig. 3. — Diagrammi delle ampiezze della corrente e della tensione oscillatoria in un circuito a superreazione nel caso che i treni di oscillazioni siano modulati in durata (*a*), in ampiezza (*b*), in frequenza (*c*): se lo spegnimento è separato si verifica normalmente il caso *a*, eccezionalmente il *b*; il caso *c* è quello dell'autospegnimento. La resistenza equivalente globale in serie *R* è supposta rettangolare.

In tale forma, non troppo agevole ad attuarsi, di rivelazione, la variazione della corrente media rivelata risulta proporzionale all'ampiezza delle oscillazioni forzate e quindi anche dei segnali; si ha pertanto rivelazione lineare.

c) La modulazione di frequenza si verifica negli oscillatori con autospegnimento. L'anticipo t_a, di cui già si è detto trattando della modulazione di durata, non può infatti dare in questo caso luogo ad una maggiore durata dei treni di oscillazioni, dato che allorchè queste hanno raggiunto una determinata ampiezza limite la griglia risulta sempre negativa al punto da causare il loro spegnimento. I treni di oscillazioni subiscono quindi uno spostamento che, ravvicinandoli l'uno all'altro, ne aumenta la frequenza (fig. 3 *c*). E poichè si può ritenere che la loro forma e la loro durata si conservino quasi eguali, la variazione della corrente media rivelata risulta approssimativamente proporzionale all'aumento della frequenza di spegnimento, che, sempre che t_a sia piccolo rispetto a T_{sp}, è proporzionale a t_a. Si ha pertanto, come nel caso *a*, rivelazione logaritmica. Vale ancora la formula [8], salvo che *K* ha un diverso valore ed ha una diversa dipendenza dal valore medio, in assenza di segnali, di f_{sp}. In assenza di segnali, la frequenza di spegnimento varia in funzione delle tensioni irregolari che determinano l'innesco delle

oscillazioni. È questa la ragione per la quale risulta impossibile individuare per battimento la frequenza di autospegnimento; il metodo più semplice per determinarla è quello di ricercare con un ricevitore per onde lunghe quell'intervallo di sintonia in cui un fruscio irregolare risulta udibile.

5. - Fase di smorzamento.

Nella fase di smorzamento, la resistenza, ridivenuta positiva, cresce fino a riassumere il valore massimo da cui si è inizialmente partiti. In questa fase l'andamento della tensione e della corrente è del tipo:

[9] $$v = V_e{}^{-Rt/(2L)} \operatorname{sen} \omega t\,.$$

Anche in questa fase, la curva rappresentativa delle correnti e tensioni in funzione del tempo può essere tracciata immaginando di frazionare la curva rappresentativa di R in tanti gradini di egual durata e ragionando successivamente sui singoli tratti ad R costante.

Se la curva della R fosse perfettamente sinusoidale o comunque simmetrica, le oscillazioni spenderebbero tanto tempo ad accrescersi, quanto a spegnersi. Se invece, come normalmente avviene, la R globale del circuito è dissimmetrica rispetto all'asse delle ascisse, con fase positiva d'intensità o durata maggiore della negativa (fig. 2 e fig. 3 *a*), le oscillazioni si riducono praticamente a zero (cioè al livello delle oscillazioni dovute a forze elettromotrici irregolari) in tempo più breve di quello speso per accrescersi; ed i vari treni di oscillazioni risultano staccati gli uni dagli altri anche nell'infrequente caso che la saturazione non sia raggiunta.

Se così non fosse, e le oscillazioni non facessero in tempo a spegnersi interamente, si avrebbe una particolare condizione di funzionamento, definibile con il nome di « superreazione telegrafica » (2). Si noti a tale proposito che nella ordinaria « superreazione telefonica » i treni di oscillazioni libere sono distinti e, stante l'irregolarità delle cause d'inizio, sono tra loro incoerenti, cioè di fase diversa, talchè il battimento tra di essi ed un'onda continua risulta statisticamente nullo. Diversamente, l'ascolto sarebbe molestato da fischi di battimento, i quali praticamente possono invece prodursi soltanto se il segnale ha tale intensità da disporre completamente in fase gli impulsi di oscillazioni (5). Nella condizione di « superreazione telegrafica » i treni di oscillazioni essendo « attaccati » l'uno all'altro, sono tra loro coerenti e possono aversi interferenze tra

(5) Questa osservazione è dovuta a U. Tiberio. Si noti (N. CARRARA: Oscillatori per onde decimetriche con triodi a griglia negativa - A. F., 1943, XII, p. 219) che nei generatori di impulsi molto frequenti, brevi ed intensi, le oscillazioni di alta frequenza possono risultare in fase tra loro per la presenza di armoniche elevate della frequenza d'impulso. Tale situazione non si verifica, normalmente, nella superreazione.

l'onda portante del segnale e quella delle oscillazioni libere con tutte le sue bande laterali (dovute alla modulazione in frequenza ed ampiezza derivante dallo spegnimento e perciò distanti tra loro di f_{sp}). Risulta quindi possibile l'ascolto, in più punti, di fischi di battimento; anche la ricezione telefonica risulta possibile, sia pure con forti distorsioni, in varie posizioni d'accordo tra loro distanti f_{sp}.

6. - Considerazioni riassuntive sulla sensibilità e selettività.

Si è già ricordato che, in un comune oscillatore-rivelatore logaritmico in superreazione, con rivelazione di griglia, la diminuzione ΔI della corrente anodica risulta espressa dalla relazione [8]. Posto che si voglia definire la ΔI relativa al passaggio dallo stato di assenza di segnali, in cui agiscono soltanto le forze elettromotrici irregolari di ampiezza media V_0, a quello di presenza di un segnale che dia luogo, al termine della fase di oscillazioni forzate, ad una tensione V_f, la [8] deve essere scritta nella forma:

$$\Delta I = K\, V_s \log_e \frac{V_f}{V_0} \; ; \qquad [10]$$

K è una costante dipendente dalle caratteristiche del tubo e dei circuiti e V_s è l'ampiezza di saturazione delle oscillazioni libere. Se lo spegnimento è separato, K è funzione della frequenza di spegnimento f_{sp} e diviene massima per un dato intorno di essa. Nel caso dell'autospegnimento, K ha un valore diverso ed f_{sp} cresce logaritmicamente con l'intensità dei segnali.

Poichè V_s, nel caso dello spegnimento separato, è funzione mai decrescente della tensione di spegnimento V_{sp} (6), la [10] sembrerebbe indicare l'opportunità di fare V_{sp} molto grande e di forma qualsiasi. Una V_{sp} eccessivamente ampia e con variazioni molto brusche sarebbe però inopportuna per la formazione di V_f, che richiede lunghi tratti con R prossima a zero.

Della coesistenza di queste varie esigenze e della preminente importanza di una adeguata formazione di V_f si deve tener conto nel proporzionare la resistenza alternativa di spegnimento (dovuta alla V_{sp}) con quella negativa base (dovuta alla tensione continua applicata al tubo oscillatore) e con la resistenza positiva del circuito.

Molte regolazioni sono possibili, in generale però conviene, come già si è detto, che la resistenza negativa base neutralizzi quasi completamente quella positiva e che quella alternativa di spegnimento sia la minima necessaria al regolare innesco e disinnesco degli impulsi (fig. 4 *a*).

(6) Si noti che la tensione separata di spegnimento può essere applicata alla placca od alla griglia del tubo oscillatore. Nei circuiti del tipo indicato in figura 1, pur essendo la V_{sp} apparentemente applicata alla placca, la frazione di essa che — attraverso il partitore C, R — agisce sulla griglia, esercita generalmente un'azione preponderante.

Per onde molto corte (decimetriche), con l'aumentare della resistenza positiva l'accennata regolazione può divenire critica e risultare più semplice e conveniente alimentare l'oscillatore-rivelatore soltanto con la tensione di spegnimento. Questa deve essere molto maggiore che nel caso precedente (onde la resistenza alternativa possa superare quella

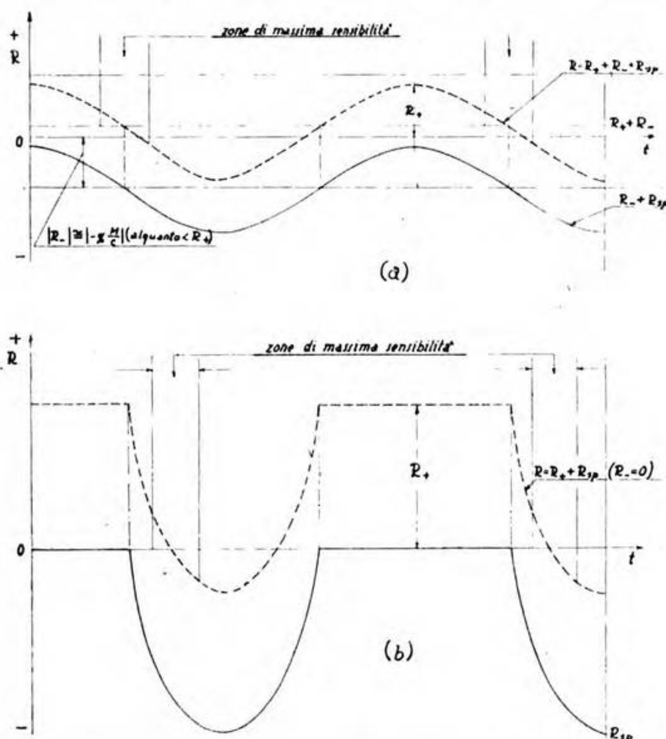


Fig. 4. — Rappresentazione grafica approssimativa delle resistenze negativa costante (R_-) e di spegnimento (R_{sp}) che è opportuno inserire in un circuito avente resistenza ohmica R_+, al fine di conseguire la massima sensibilità nella ricezione in superreazione: la regolazione *a* conviene nel caso che R_+ sia bassa, la *b* nell'eventualità opposta.

positiva) ma per ottenere la massima sensibilità si deve ancora applicare la minima tensione di spegnimento necessaria a causare il regolare innesco e disinnesco delle oscillazioni (fig. 4 *b*).

Per quel che riguarda la frequenza di spegnimento f_{sp}, si è già detto che ΔI aumenta con f_{sp} fino ad un massimo e poi diminuisce nuovamente. Aumentando f_{sp}, e diminuendo la durata delle fasi di oscillazioni forzate, diminuisce però l'effetto di «accumulazione», dal quale, come

ora vedremo, dipende la selettività. E poichè la sensibilità effettiva dipende dal rapporto segnale/rumore e quindi dalla selettività, non conviene in definitiva usare la f_{sp} ottima ai fini di ΔI, ma accontentarsi di una minore. Generalmente per le onde decimetriche convengono frequenze di spegnimento dell'ordine delle centinaia di kilohertz.

La *selettività* dei ricevitori a superreazione è scarsa appunto in quanto il circuito funziona propriamente da ricevitore soltanto nella breve fase di massima sensibilità (R equivalente positiva o negativa molto piccola), la cui durata determina anche la selettività. La forza elettromotrice del segnale in serie di ampiezza E_s agisce praticamente sul circuito per tempi molto brevi, dell'ordine del microsecondo, e la tensione in derivazione forzata V_f ottenuta risulta, in base alle formule [2], di ampiezza pari a:

[11] $$V_f = E_s \frac{\omega L}{R} (1 - e^{-Rt/(2L)}) \simeq E_s \frac{\omega t}{2},$$

dove R è il valore medio assoluto della resistenza nell'intervallo di tempo in questione e t è la durata di esso, cioè il tempo concesso alla E_s per agire.

Questa formula mostra che il circuito funziona con coefficiente di sovratensione $Q = \omega L/R$, cioè con selettività paragonabile a quella ottenibile con la reazione, soltanto se il tempo in cui il circuito soggiace alla E_s è illimitato od almeno sufficientemente lungo perchè siano praticamente raggiunte le condizioni di regime. Altrimenti il coefficiente di sovratensione, che esprime l'amplificazione selettiva della frequenza di sintonia e determina quindi la selettività, risulta ridotto in base al fattore $1 - e^{-Rt/(2L)}$. Si hanno in definitiva, operando in superreazione con onde ultracorte, valori di Q superiori a quelli del circuito di per sè stante, ma inferiori a quelli ottenibili, in onde medie o corte, con la reazione. La semplice reazione, applicata ai circuiti di frequenza ultraelevata, dà però risultati insoddisfacenti perchè l'aumentato valore della resistenza positiva e, conseguentemente, di quella negativa necessaria a compensarla comporta un aumento delle cause di instabilità che impedisce di procedere ad una accurata neutralizzazione (7).

---

(7) La resistenza equivalente del circuito in reazione ($R = R_L - g\, M/C$) non può essere ridotta, pena l'innesco, al disotto del limite consentito dalla stabilità dei parametri del tubo e del circuito, e cioè del valore:

$$R_{\min} = \left(\frac{\Delta R_L}{R_L} + \frac{\Delta g}{g} + \frac{\Delta M}{M} + \frac{\Delta C}{C}\right) R_L,$$

che è proporzionale ad R_L.

Anche nel funzionamento in superreazione, un aumento di R_L esercita un'influenza sfavorevole (se pure meno marcata che nella semplice reazione, e ciò a causa del funzionamento ad impulsi). Allorchè R cresce, occorre infatti aumentare la R_{sp}, per dominare le accresciute cause di instabilità. Ne consegue una minor durata delle zone di massima sensibilità, causa la maggior pendenza di R_{sp} nei punti di attraversamento dell'asse delle ascisse (fig. 2 e 4 *a*, *b*).

Si noti infine che, mentre l'ampiezza raggiunta dai segnali di sintonia è proporzionale a $Q = \omega L/R$, cioè alla larghezza di banda Δf in cui i segnali sono riprodotti con una data massima attenuazione rispetto alla sintonia, l'ampiezza raggiunta dai segnali disturbanti e dal rumore è proporzionale alla radice di Δf e quindi anche di Q. Questo in base alla nota formula di Nyquist, che stabilisce che il valore efficace della tensione di rumore prodotta nella banda Δf da una resistenza R alla temperatura ordinaria è data dalla relazione $E = (4 \cdot 10^{-21} \cdot R \cdot \Delta f)^{1/2}$ (E in volt, R in ohm, Δf in hertz). Ne consegue che, diminuendo Q, diminuisce il rapporto segnale/rumore e quindi anche la sensibilità effettiva. Di qui la già menzionata opportunità di non eccedere nel valore di f_{sp}.

7. - Del funzionamento in sovreccitazione (ovvero in autospegnimento).

Nel funzionamento in sovreccitazione, la tensione di spegnimento, anzichè essere fornita da un oscillatore separato, è prodotta dallo stesso tubo oscillatore-rivelatore. Lo schema di principio è indicato in figura 1, tolta la parte circoscritta dalla linea punteggiata.

Valgono in merito le osservazioni dovute al Carrara ([8]), le quali mostrano che, se si vuole che la tensione generata risulti di ampiezza instabile, si deve rendere la resistenza R di griglia superiore ad un dato valore critico (R critico è tanto minore quanto più stretto è l'accoppiamento e maggiore la pendenza del tubo). Se tale condizione è soddisfatta, possono verificarsi tre condizioni:

1) C minore di un dato valore C': funzionamento stabile;

2) C compreso tra C' e un dato C'': oscillazioni (di ampiezza) sinusoidali;

3) C superiore a C'': oscillazioni di rilasciamento.

Il periodo delle oscillazioni di rilasciamento può essere grossolanamente calcolato supponendo che la carica del condensatore di griglia, effettuata attraverso lo spazio griglia-catodo durante le alternanze positive, sia breve in confronto con la scarica, che avviene attraverso la più elevata resistenza R. Se V_2 e V_1 sono le tensioni negative di innesco e di disinnesco, il periodo dello spegnimento deve essere quindi non molto superiore al tempo:

[12] $$T = RC \log_e \frac{V_1}{V_2}$$

occorrente perchè il condensatore C si scarichi su R dalla tensione V_1 a quella V_2. E poichè V_1/V_2 si aggira solitamente intorno a 10 (ad esempio: $V_1 = -40$ V, $V_2 = -4$ V) si ha approssimativamente:

[13] $$T_{sp} = 1/f_{sp} \simeq (2 \div 3)\, RC.$$

([8]) N. Carrara: Stabilità di ampiezza degli autooscillatori - A. F., 1942, XI, p. 195.

Nel funzionamento in sovreccitazione non vi è la possibilità di regolare indipendentemente la parte continua e la parte alternativa della resistenza negativa (variando la tensione anodica dell'oscillatore rivelatore e dell'oscillatore di spegnimento). La sensibilità nella fase ricevente è però notevole, data la forma esponenziale della tensione di scarica che prolunga la durata della zona di massima sensibilità. Le oscillazioni libere raggiungono sempre una stessa ampiezza limite e poichè la durata dei treni deve in questo caso restare costante, l'anticipo logaritmico dell'innesco delle oscillazioni non può dar luogo che ad un corrispondente aumento della frequenza di spegnimento. Questo a sua volta determina un incremento della corrente e della tensione media rivelata di griglia e, di conseguenza, una diminuzione della corrente anodica. Per frequenze molto elevate (onde decimetriche), alle quali riesce difficile attuare accoppiamenti sufficientemente stretti per ottenere la sovreccitazione, è praticamente indispensabile ricorrere allo spegnimento separato. Con tensioni anodiche alternative sufficientemente elevate si può in tal caso ottenere il funzionamento ad impulsi anche oltre i limiti di frequenza delle normali oscillazioni continue.

L'innesco delle oscillazioni di rilasciamento può risultare facilitato, alle frequenze molto elevate, disponendo la resistenza *R* di scarica del condensatore di griglia *C* tra anodo e griglia anzichè tra griglia e catodo. Il suo valore deve essere però aumentato dall'ordine di $10^4 \div 10^5$ a quello di $10^6 \div 10^7\ \Omega$, per provocare una sufficiente caduta di tensione continua tra anodo e griglia.

8. - Origine del fruscio e sua scomparsa in presenza di un'onda portante continua.

Il caratteristico fruscìo che la superreazione produce in assenza di forti segnali esterni deriva dal fatto che i singoli pacchetti di oscillazioni libere, che traggono origine dalle forze elettromotrici irregolari del circuito e del tubo (effetti termico e granulare) non sono eguali nè in forma, nè in durata. Si ha quindi lo stesso effetto che si avrebbe ricevendo un'onda modulata in modo estremamente irregolare.

Si può considerare che i vari impulsi presentino una parte minima comune, che dà luogo alla frequenza di spegnimento ed alle armoniche di essa, ed una parte differenziale che dà luogo al fruscìo di fondo, che è dovuto ad una distribuzione continua di energia in tutta la gamma di frequenza compresa tra zero e f_{sp}.

Un miglioramento del rapporto segnale/rumore potrebbe ottenersi filtrando la sola banda che interessa (ad esempio 300-3000 Hz per la telefonia), ma questa complicazione risulta scarsamente giustificata quando si consideri che un comune amplificatore di bassa frequenza « taglia » già di per sè le frequenze inferiori a 100 Hz e superiori a 5000 Hz.

Particolari cure debbono essere poste per evitare che la f_{sp} pervenga così intensamente agli stadi amplificatori da produrre in essi rivelazione

di griglia e rendere fortemente negativo il potenziale di griglia dei tubi. Dato che la f_{sp} è ricca di armoniche occorre utilizzare non filtri accordati, ma filtri passa-basso. Quanto più la f_{sp} è alta e lontana dalla gamma acustica che deve essere fatta passare, tanto più è facile il filtramento. Se la frequenza di spegnimento è molto alta, possono d'altra parte verificarsi interferenze tra le armoniche di essa e il segnale da ricevere.

In presenza di segnale, il fruscìo si riduce tanto più sensibilmente quanto più il segnale è intenso. Tale fenomeno è dovuto al fatto che l'onda portante del segnale regolarizza l'innesco delle oscillazioni e rende tanto più uniforme l'anticipo (ed eventualmente l'ampiezza finale) dei pacchetti di oscillazioni quanto più la portante regolarizzatrice prevale sulle forze elettromotrici irregolari. L'anticipo e l'ampiezza tendono allora a divenire funzione della sola modulazione.

Nella ricezione dei segnali impulsivi incoerenti non si ha riduzione del fruscìo (silenziamento) e la sensibilità utile è quindi minore.

I segnali impulsivi incoerenti, giusta quanto si è già detto, non possono essere infatti considerati composti da una portante e da più bande laterali: tale fatto giustifica l'impossibilità di ottenere con essi un battimento a frequenza acustica mediante eterodina, e la mancanza di effetto silenziante. Oltre che per questo motivo la sensibilità è in questo caso minore anche per il fatto che la ricezione si produce praticamente soltanto per effetto di quegli impulsi che coincidono con le zone di massima sensibilità (fig. 2, tratto 1-3).

9. - Prove e misure sui ricevitori a superreazione.

L'effetto silenziante di una portante è indubbiamente tanto più energico quanto più efficacemente è effettuata la trasduzione e l'eventuale preamplificazione della portante stessa dall'antenna all'oscillatore-rivelatore in superreazione. L'effetto silenziante non è però atto a definire in modo completo la sensibilità in quanto che esso non consente un giudizio definitivo circa l'efficienza della rivelazione e la riproduzione della frequenza di modulazione.

In base alle esperienze fatte, si ritiene che sia raccomandabile definire la sensibilità telefonica di un ricevitore in superreazione in modo analogo a quello usato per i ricevitori a supereterodina. Fissata una data potenza di uscita ed un dato rapporto segnale/rumore, ad esempio 5 mW su $10^4\ \Omega$ (cuffia) e 0,1 mW di rumore (rapporto 50), si regolano l'intensità del segnale d'ingresso (modulato convenzionalmente al 30 % a 400 Hz) e l'amplificazione del ricevitore sino a che si abbia in presenza di modulazione l'uscita di 5 mW ed in assenza quella di 0,1 mW. I comandi delle tensioni di spegnimento ed anodica dell'oscillatore-rivelatore devono preventivamente essere regolati per tentativi fino a raggiungere la condizione di ottimo, approssimativamente identificabile a udito ottenendo, con il regolatore di volume fisso, le migliori condizioni di ricezione di un dato segnale.

Notevole interesse può anche avere il dato della sensibilità al silenziamento, misurabile con i valori di tensione d'ingresso di un'oscillazione non modulata occorrenti per ridurre il fruscio nel rapporto 50 : 1. Tale misura può essere effettuata in unione con l'altra, dato che le regolazioni ottime in generale coincidono ed anche i dati di sensibilità (con modulazione al 30 % e 400 Hz) non sono in generale molto dissimili.

La misura della selettività (ad esempio della selettività a 40 decibel, cioè con rapporto 100) può essere convenientemente effettuata in base al silenziamento, valutando di quanto occorre portare fuori della sintonia in aumento e diminuzione il segnale di misura, moltiplicato per 100, onde ottenere lo stesso effetto silenziante ottenuto in sintonia con il segnale che definisce la sensibilità al silenziamento.

Le misure di cui sopra possono essere effettuate con relativa facilità se il ricevitore è munito di uno stadio preamplificatore. In assenza di questo, il togliere l'antenna ricevente e l'introdurre il segnale di prova altera generalmente in modo intollerabile il funzionamento dell'oscillatore-rivelatore cosicchè risulta indispensabile effettuare le misure direttamente in campo elettromagnetico (μV/m anzichè μV), sottoponendo l'antenna ricevente ad un campo appositamente generato. Mentre nessuna speciale difficoltà sussiste per la misura della selettività, che è una misura di rapporto e non esige la conoscenza del valore assoluto del campo, per la misura della sensibilità occorre disporre di un generatore di campo elettromagnetico di intensità regolabile e nota. Possono a tal fine essere utilizzati, partendo da una sorgente di segnali e da un telaio od antenna noti, o il campo induttivo (distanza piccola rispetto a λ) o quello radiativo, operando in quest'ultimo caso per progressivo allontanamento su un terreno piano di caratteristiche elettriche note.

Queste prove esigono evidentemente un impiego di tempo e di mezzi che l'instabilità del funzionamento e dei risultati scarsamente giustificano.

Le sole misure che diano qualche affidamento sono quelle di portata su terreno piano, specie se applicate a coppie di stazioni corrispondenti. Per il rimanente conviene in generale contentarsi di prove di confronto, da effettuarsi inducendo nell'antenna ricevente (mediante uno spezzone di filo connesso col generatore) segnali d'ordine di grandezza approssimativamente noto. Tali procedimenti empirici sono d'altronde giustificati dal fatto che la sensibilità di un oscillatore-rivelatore a superreazione, privo di stadio preamplificatore, allorchè esso è ben regolato (il che è indicato dalla presenza di un fruscio regolare) è praticamente sempre, nella gamma ultracorta, dell'ordine di grandezza di alcune decine di microvolt.

Allorchè la gamma è vasta, occorre ottenere che essa possa esser esplorata interamente senza variare, o variando di poco, la posizione dei comandi; il fruscio deve permanere regolare ovunque, senza scomparire nè dar luogo a fischi (inneschi di bassa frequenza) in alcun punto della gamma.

10. - Applicazioni della superreazione.

Da quanto si è in precedenza detto risulta che un oscillatore-rivelatore in superreazione funziona alternativamente quale ricevitore, nella fase delle oscillazioni forzate, e quale trasmettitore, nella successiva fase di oscillazioni libere. Al termine di quest'ultima vi è una fase di spegnimento e di inattività; quindi il ciclo ricomincia e si ripete f_{sp} volte al secondo.

Secondo le caratteristiche del circuito adottato, la durata, frequenza od ampiezza dei treni di oscillazioni libere trasmessi risultano funzione crescente dell'ampiezza raggiunta dalle oscillazioni forzate, la quale a sua volta cresce con l'intensità dei segnali ricevuti. Ne consegue che un circuito in superreazione può ricevere segnali di una data frequenza e ritrasmetterli automaticamente amplificati e convertiti in una serie di treni di oscillazioni della stessa frequenza, modulati in durata, frequenza od ampiezza.

L'impossibilità che normalmente si verifica di ricevere e trasmettere su di una medesima frequenza non sussiste in questo caso in virtù del fatto che ricezione e trasmissione avvengono in intervalli di tempo diversi, similmente a quanto avviene nei radiolocalizzatori.

La proprietà sopra detta, che dovrebbe risultare utilizzabile al fine della ripetizione automatica dei segnali (9), è stata sperimentata dallo scrivente allo scopo di disturbare selettivamente i radiolocalizzatori (10). Un normale ricevitore a superreazione, accordato in modo da ricevere gli impulsi di un radiolocalizzatore e da rendere udibile in cuffia il ritmo del loro succedersi, agisce infatti in pari tempo come un generatore di treni di onde di egual frequenza, atti a disturbare la ricezione oscillografica degli impulsi.

Con elementari calcoli è facile comprovare che, sempreché la tensione di spegnimento sia sufficientemente grande e la corrispondente frequenza non soverchiamente elevata (condizioni ambedue naturalmente raggiungibili operando in autospegnimento), risulta possibile sviluppare e spegnere treni di oscillazioni anche molto intense. L'efficacia del disturbo può quindi essere aumentata usando in superreazione tubi trasmittenti

(9) La ricezione degli impulsi modulati in durata o frequenza potrebbe essere effettuata con ricevitori supereterodina a banda sufficientemente larga e muniti di uno stadio secondo rivelatore a valore medio. I normali rivelatori a valore massimo potrebbero essere utilizzati soltanto per la ricezione degli impulsi modulati in ampiezza.

La larghezza di banda ottima è in generale quella che corrisponde al primo punto d'inversione dello spettro di Fourier ed è pari a $2/\tau$ se τ è la durata minima degli impulsi. Circa lo spettro di Fourier si veda: A. MARINO: Corso di comunicazioni elettriche. Parte I - L. Tilli, Roma, 1944-45, p. 41.

(10) Intorno al disturbo non selettivo dei radiolocalizzatori mediante trasmettitori con modulazione di rumore a larga banda (7 MHz ed oltre) irradianti potenze dell'ordine di qualche decina di watt, si veda: D. G. F.: Radar countermeasures - Electronics, 1946, XIX, p. 92.

di piccola e media potenza possibilmente atti ad essere utilizzati per il funzionamento ad impulsi.

Con apparati alimentati elettromeccanicamente si è constatato in pratica che la circostanza che rende disagevole ottenere forti potenze in trasmissione è essenzialmente la necessità di migliorare corrispondentemente l'operazione di filtro, onde evitare troppo forte ronzio in ricezione. Non è risultato per altro menomamente difficile reirradiare, con piccoli apparati rice-disturbatori a superreazione installati a bordo di aerei in volo ed alimentati elettromeccanicamente con filtro normale, potenze disturbatrici medie dell'ordine di $10 \div 20$ W. Le esperienze furono effettuate presso l'ora distrutto Centro Sperimentale di Guidonia nel 1942-43. Furono usati tubi Telefunken LS30 (triodi per onde ultracorte) funzionanti in controfase ed alimentati a 600 V circa. Regolando la resistenza di autospegnimento si poteva ottenere il funzionamento in superreazione telefonica, telegrafica ed in onda continua. Il consumo in superreazione era $1/3 \div 1/2$ di quello in onda continua (130 mA per tubo). Gli apparecchi attuati coprivano la gamma 170-220 MHz. Altre prove su onde più corte furono effettuate con triodi LD1 Telefunken, alimentati a 300 V.

La ricezione degli impulsi con la superreazione non è molto favorevole, perchè, venendo a mancare l'effetto sincronizzante prodotto da una portante continua, il fruscìo di fondo permane e perchè l'effetto degli impulsi che non pervengono durante l'intervallo propriamente ricevente va perduto. Essa è tuttavia possibile, data l'enorme intensità di punta e la considerevole intensità media degli impulsi trasmessi dai radiolocalizzatori, anche a distanze notevolmente superiori alla loro portata e quindi eccedenti le finalità del disturbo.

Potenze disturbanti dell'ordine di qualche decina di watt sono sufficienti per disturbare efficacemente e per saturare a distanza balistica radiolocalizzatori « di puntamento » (l'opera di quelli « di avvistamento » sarebbe facilitata, anzichè impedita, mediante l'emissione di segnali) con potenze di punta fino a 100 kW ed oltre. La telemetria risulta ostacolata o addirittura impedita se il ricevitore oscillografico è saturato; in questo caso anche il puntamento, sia semplice, sia con commutazione del fascio (*lobe switching*), diviene impossibile.

Il disturbo causato nella ricezione oscillografica è diverso secondo l'intensità, la durata e la frequenza [11] degli impulsi disturbatori nonchè

[11] Il parametro che determina l'andamento della curva inviluppo dello spettro di Fourier [9] di una serie periodica di impulsi rettangolari di ampiezza E è la durata τ degli impulsi e non il loro periodo T_{sp}, il quale influisce soltanto sul numero, pari a T_{sp}/τ, di righe, vale a dire di armoniche, contenute in ogni intervallo di inversione della funzione $F_{(n)} = \frac{2E}{n\pi} \text{sen}\,(n \pi \tau / T_{sp})$, che definisce l'ampiezza ed il segno della generica armonica d'ordine n (la componente continua vale $F_{(0)}/2$). La curva inviluppo in questione è quindi una sinusoide smorzata iperbolicamente, che ha valori positivi da 0 a τ^{-1}, negativi da τ^{-1} a $2\tau^{-1}$, nuovamente positivi da $2\tau^{-1}$ a $3\tau^{-1}$.

la larghezza di banda e le costanti di tempo in rivelazione del ricevitore oscillografico. Allorchè la potenza disturbatrice immessa nel ricevitore è sufficientemente grande, le pause tra gli impulsi sono brevi in senso assoluto ed il ricevitore è « tardo » (banda ristretta e costanti di tempo elevate), può aversi un disturbo simile a quello causato da una intensa portante continua, che procura un'elevata tensione negativa di polarizzazione del rivelatore e la scomparsa di ogni guizzo riflesso.

Nelle circostanze opposte si nota in ricezione la formazione di una fascia (raggiera negli oscillografi polari) di impulsi disturbatori, generalmente sincronizzata in modo instabile dagli impulsi del radiolocalizzatore ed attraverso la quale i guizzi riflessi possono risultare ancora visibili.

In generale si attuano condizioni intermedie e si constata che i ricevitori più difficilmente disturbabili con emissioni impulsive sono quelli a banda molto larga. Essi risultano per contro più vulnerabili rispetto alle emissioni continue, nel senso che passando dal funzionamento in superreazione a quello in onda continua (nel caso dell'autospegnimento basta ridurre opportunamente il valore della resistenza di griglia) si ha la certezza di non uscire dalla banda di ricezione. Il disturbo con emissioni continue di sufficiente potenza è indubbiamente il più efficace in quanto può produrre la totale scomparsa di ogni guizzo riflesso (se la potenza non è sufficiente a saturare il ricevitore si osservano sullo schermo guizzi parzialmente o totalmente invertiti in virtù di fenomeni di battimento che si verificano tra le oscillazioni dovute agli impulsi e quelle dovute all'onda continua disturbatrice). Questo tipo di disturbo è però anche quello che più facilmente può essere fronteggiato con adatte contromisure. Il disturbo contro il quale nessuna difesa sembra possibile è quello con modulazione di rumore a larga banda ([10]) da effettuarsi preferibilmente, allo scopo di risparmiare potenza, trasmettendo una sola banda laterale e sopprimendo la portante. Questo tipo di disturbo esige però apparecchiature notevolmente più complesse del disturbo modulato a frequenza intermedia del quale il proposto, di rice-disturbatore

---

e così via. Se τ e T_{sp} potessero essere regolati in modo del tutto indipendente, potrebbe convenire al fine di rendere massimo l'effetto disturbante su un ricevitore di banda Δf, fare $\tau = 2/\Delta f$, in modo da ricevere soltanto le armoniche contenute nel primo intervallo (da 0 a τ^{-1}), e T_{sp} relativamente grande, in modo da rendere elevato il numero di armoniche contenute in questo intervallo. In realtà, nel funzionamento in superreazione, T_{sp} e τ sono tra loro legati nel senso che il rapporto T_{sp}/τ è generalmente compreso tra 2 e 4. Assumendo il valore medio indicativo di 3, si avrebbe $T_{sp}/\tau = 2\, T_{sp}/\Delta f = 3$, da cui $f_{sp} = 1/T_{sp} = \Delta f/6$. Se a τ non può essere conferito il valore $2/\Delta f$, è molto preferibile attribuirgli un valore maggiore anzichè minore. Conviene, in definitiva, far sì che risulti: $f_{sp} \leq \Delta f/6$. Le sopra accennate esigenze, relative alla trasmissione, devono essere contemperate con quelle, inerenti alla ricezione, delle quali si è già detto. In pratica si è osservato che la scelta di f_{sp}, entro ragionevoli limiti, non è critica. Valori di $100 \div 200$ kHz sono risultati soddisfacenti per frequenze dell'ordine di $100 \div 200$ MHz e per larghezze di banda fino a 2 MHz.

a superreazione, può considerarsi una speciale forma di esecuzione, che si distingue per la proprietà di consentire l'intercettazione ed il disturbo selettivo con un unico rudimentale apparecchio. Pur considerando questo dispositivo come completamente superato, si è creduto opportuno riferirne per la miglior comprensione che esso consente del singolare meccanismo della superreazione.

È interessante notare che non vi è soluzione di continuità, almeno concettualmente, tra il rice-disturbatore sopra descritto e quei tipi di « riflettori attivi » o « apparecchi di riconoscimento », suscettibili di notevoli applicazioni pacifiche, che non sono in sostanza altro che ricevitori a superreazione mantenuti in condizioni prossime all'innesco. In essi le oscillazioni vengono « sganciate » soltanto in seguito all'azione di segnali impulsivi di sufficiente intensità e dopo breve intervallo sono spente ad opera della tensione di spegnimento. È evidente l'utilità che questi dispositivi possono presentare al fine di aumentare il raggio d'azione dei radiolocalizzatori e di rendere possibile il riconoscimento delle navi e degli aerei. Al normale guizzo o riflesso passivo risulta infatti sovrapposto un riflesso attivo che è da esso facilmente diversificabile e riconoscibile.

IL MICROFONO A CONDENSATORE

PIERO GIORGIO BORDONI

Nella prima parte, dopo qualche notizia sullo sviluppo storico, si descrive il microfono ideato da Wente, e se ne analizza il funzionamento in collegamento con il circuito a polarizzazione continua, calcolando la sensibilità, la distorsione lineare, di ampiezza, di fase, ed il rendimento. Successivamente si dà un cenno dei circuiti rivelatori in alta frequenza proposti da Riegger, e dei microfoni a condensatore di tipo diverso da quello di Wente.

Nella seconda parte si illustrano i metodi di taratura basati su misure elettriche (con e senza elettrodo ausiliario, e metodo Corbino) e si accenna alle correzioni da apportare quando il microfono sia adoperato in campo libero.

Indice dei paragrafi.

1. - Cenno storico.

Il microfono a condensatore, ideato nel 1881 da Dolbear (1), rimase allo stato di progetto per molti anni, perchè la sua scarsa sensi-

bilità ne rendeva impossibile l'uso. La situazione fu mutata dall'invenzione degli amplificatori a tubi elettronici; le esperienze furono riprese nel 1917 da Wente (3) e condussero all'attuazione di un microfono così ben riuscito, da non subire fino ad oggi modificazioni sostanziali, ma soltanto alcuni perfezionamenti, dovuti principalmente a Crandall (4) ed a Ballantine (86) (87) ([1]).

Nel 1924, Riegger (5) introdusse, insieme con alcune modifiche meccaniche che non dettero i risultati sperati, il circuito di polarizzazione in alta frequenza, che ha avuto invece numerose applicazioni.

Essendosi riconosciuto fino dall'inizio che il microfono a condensatore è particolarmente adatto alla misura della pressione acustica, l'attenzione dei ricercatori si è particolarmente rivolta allo sviluppo e al perfezionamento dei metodi di taratura. In un primo tempo Wente (3) (39) e Crandall (4) hanno adoperato il termofono ed il pistofono, successivamente Gerlach (40), Meyer (46) (47), Hartmann (51) e Corbino (74) hanno ideato metodi basati esclusivamente su misure elettriche, i quali, con la loro comodità e precisione, hanno contribuito molto a diffondere l'uso del microfono nei laboratori, mentre i contemporanei perfezionamenti costruttivi ne hanno consentito l'uso anche nella tecnica della ripresa e dell'incisione sonora.

Alcuni tipi di microfoni a condensatore, notevolmente diversi da quello di Wente, sono stati ideati più recentemente da Foley (28), Geffcken (29), Braunmühl e Weber (31), Gemant (32), Sell (33) (34), Gosewinkel e Bauer (38). Sebbene alcuni di essi abbiano avuto una certa diffusione nel campo tecnico, nessuno possiede un insieme di caratteristiche paragonabili a quelle del microfono di Wente. Allo studio di quest'ultimo è quindi dedicata quasi tutta la prima parte della presente trattazione; degli altri tipi si dà soltanto un cenno del principio di funzionamento. Nella seconda parte si esaminano quei metodi di taratura che si applicano soltanto al microfono a condensatore, cioè quelli basati unicamente su misure elettriche.

PARTE I.

FUNZIONAMENTO

2. - Descrizione e principio di funzionamento.

Nella sua forma costruttiva attuale ([2]) il microfono di Wente è costituito (fig. 1) da una membrana circolare M (raggio: alcuni centimetri; spessore: alcuni centesimi di millimetro) di alluminio o di duralluminio, fissata al bordo mediante un anello D, e tesa mediante un secondo anello A fin quasi al limite dell'elasticità; tale membrana è collocata a

([1]) Numeri come i precedenti, tra parentesi tonde, si riferiscono alla bibliografia, riportata alla fine dell'articolo.

([2]) Accurate descrizioni sono date da Jones (104), Wien e Harms (122), Löb (25), Paolini (107).

piccola distanza (alcuni centesimi di millimetro) da un controelettrodo rigido *C*, nel quale sono praticate scanalature o fori *S*. Un involucro *B*, di forma molto spesso sferica, racchiude il controelettrodo ed impedisce al suono di raggiungere la faccia posteriore della membrana: il microfono è quindi sensibile alla pressione acustica.

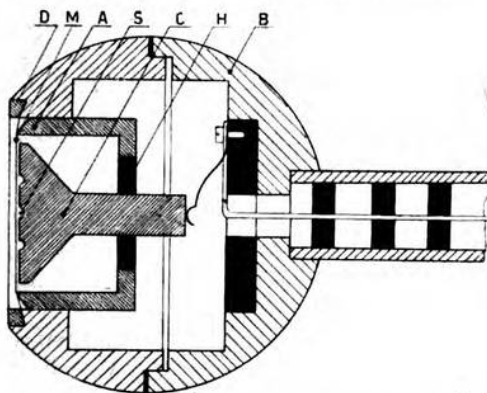


Fig. 1. — Sezione schematica di un microfono a condensatore: *M*, membrana fissata dall'anello *D* avvitato nell'involucro esterno metallico *B*: *A*, anello tenditore avvitato in *B*; *C*, controelettrodo sostenuto dall'anello isolante *H*, e munito di scanalature *S*.

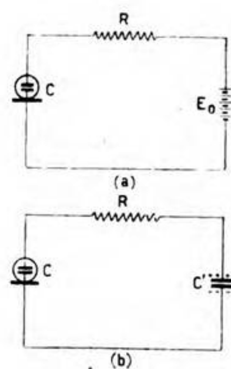


Fig. 2. — Circuito di polarizzazione a batteria: *a*) con perdite; *b*) senza perdite.

Membrana e controelettrodo, isolati tra loro dall'anello *H*, sono collegati con una batteria attraverso un'elevata resistenza *R* (alcune decine di megaohm) (fig. 2 *a*). Quando un'onda sonora colpisce il microfono, le vibrazioni della membrana alterano la sua capacità rispetto al controelettrodo e producono una corrente di carica e scarica. Ai capi di *R* si localizza quindi una differenza di potenziale che riproduce le oscillazioni della pressione acustica.

La batteria ha il solo compito di fornire una tensione di polarizzazione costante, erogando una piccolissima potenza per compensare le perdite dovute all'isolamento imperfetto degli elettrodi del microfono. Se tali perdite non esistessero, essa potrebbe essere sostituita da un condensatore carico *C'* (fig. 2 *b*); il funzionamento del microfono rimarrebbe inalterato, poichè la potenza elettrica che esso fornisce proviene dalla trasformazione di una parte della potenza acustica assorbita dalla membrana, com'è evidente, data la reversibilità del suo funzionamento ([3]). In altri termini il microfono di Wente è un *microfono generatore*.

([3]) Una conferma sperimentale diretta di questa osservazione può essere ottenuta costruendo la membrana e il controelettrodo con metalli diversi: la debolissima forza elettromotrice di contatto, la quale *non è capace di fornire energia*, è sufficiente per produrre un percettibile funzionamento.

Per studiare analiticamente il funzionamento del microfono inserito nel circuito della figura 2 *a*, è necessario fare una delle seguenti ipotesi semplificative:

1) le variazioni della forza di attrazione elettrostatica tra il controelettrodo e la membrana, dovute alle oscillazioni di quest'ultima, sono trascurabili rispetto alla pressione acustica;

2) il moto della membrana può essere sostituito da quello di un pistone rigido.

L'ipotesi 1) è notevolmente approssimata al vero, poichè in un microfono normale le variazioni della forza di attrazione elettrostatica sono dell'ordine di alcuni millesimi della pressione acustica esterna. L'ipotesi permette di studiare — come sarà fatto in sèguito — il moto della membrana sotto l'azione delle sue forze interne, della pressione acustica e della reazione dell'aria circostante. La forza elettromotrice generata viene calcolata supponendo che la capacità del microfono subisca, per effetto delle vibrazioni, variazioni prescritte sulle quali il circuito elettrico non eserciti alcuna influenza.

Per questa via rimane però difficile mettere in luce la trasformazione dell'energia acustica in energia elettrica; ciò sarà fatto più convenientemente mediante l'ipotesi 2), considerando il microfono come un trasduttore elettroacustico e determinando il rendimento della trasformazione.

3. - Moto della membrana.

Il caso più semplice e più importante è quello in cui il microfono è investito perpendicolarmente da un'onda piana. Se si suppone che:

1) la pressione agente: $p = P e^{j \omega t}$ (Nw · m^{-2}) sia sensibilmente uniforme sulla membrana;

2) la densità superficiale σ (kg · m^{-2}) e la tensione radiale T (kg · s^{-2}) siano costanti in ogni punto;

3) la dissipazione di energia nell'interno della membrana sia trascurabile;

4) l'azione dell'aria esterna ed interna rispetto alla membrana sia espressa con sufficiente approssimazione dal prodotto della velocità media di vibrazione per un'impedenza meccanica specifica media di radiazione Z''_S (kg · m^{-2} · s^{-1}) ed un'impedenza di reazione Z'''_S; si trova — secondo Morse (126), Krall (129) ed altri — la seguente espressione delle oscillazioni $\xi = \Xi e^{j \omega t}$ (m) di un punto della membrana intorno alla sua posizione di equilibrio:

$$[1] \quad \xi = \frac{P e^{j \omega t}}{\omega^2 \sigma J_0(z) + j \omega (Z''_S + Z'''_S) J_2(z)} \left| J_0\left(\frac{\omega r}{c'}\right) - J_0(z) \right| =$$

$$= A P e^{j \omega} \left| J_0\left(\frac{\omega r}{c'}\right) - J_0(z) \right|$$

con ω, pulsazione (rad · s^{-1}); $J_0(z)$, $J_2(z)$, funzioni di Bessel di 1^a specie

degli ordini 0 e 2; r, distanza dal centro della membrana (m); a, raggio della membrana (m); $z = \omega\, a/c'$, numero puro; $c' = \sqrt{T/\sigma}$, velocità di propagazione delle vibrazioni trasversali sulla membrana ($m \cdot s^{-1}$); t, tempo (s).

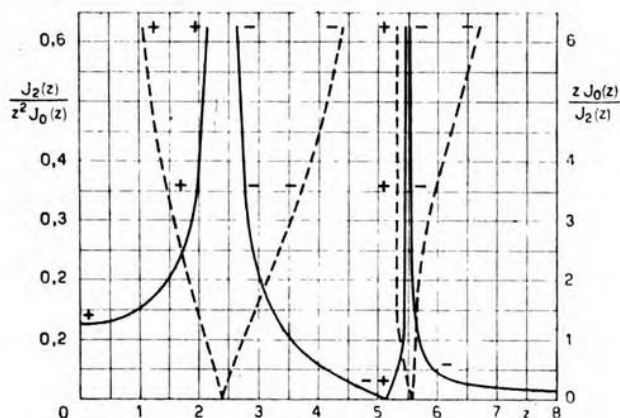


Fig. 3. — Impedenza specifica media del microfono, a meno del fattore $-j\dfrac{\sqrt{\sigma T}}{a}$ $\left(\text{curva a tratti } \dfrac{z\, J_0(z)}{J_2(z)}\right)$, e sensibilità, in assenza di smorzamento, a meno del fattore $\dfrac{E_0}{d_0}\,\dfrac{a^2}{T}$ $\left(\text{curva piena } \dfrac{J_2(z)}{z^2\, J_0(z)}\right)$ in funzione di $z = \omega\, a/c'$.

Speciale importanza hanno alcuni valori particolari della ξ, e precisamente lo spostamento del centro della membrana, e lo spostamento medio su tutta la superficie. Il primo si ottiene ponendo $r = 0$ nella [1], e coincide con lo spostamento massimo:

[2] $$\xi_{max} = A\, P\, e^{j\omega t}\, [1 - J_0(z)];$$

il secondo si ha integrando la [1] su tutta la superficie e dividendo per πa^2:

[3] $$\xi_{med} = A\, P\, e^{j\omega t}\, J_2(z)\,.$$

Il comportamento del microfono nei riguardi delle onde sonore che lo investono è evidentemente caratterizzato dal rapporto tra la pressione esterna p sulla membrana e la velocità media: $\dfrac{\partial\, \xi_m}{\partial\, t} = u_m = U_m\, e^{j\omega t}$ della membrana. Tale rapporto, indicato col nome d'impedenza meccanica specifica media, si ricava immediatamente dalla [3]:

[4] $$Z_S = \frac{P}{U_m} = -j\, \frac{\omega\, \sigma\, J_0(z) + j\,(Z''_S + Z'''_S)\, J_2(z)}{J_2(z)}\,.$$

Si supponga per un momento che l'azione dell'aria sia trascurabile rispetto alle altre forze che agiscono sulla membrana, e si ponga nella relazione precedente $Z''_S = Z'''_S = 0$; si ha:

[5] $$Z'_S = -j\,\omega\,\sigma \frac{J_0(z)}{J_2(z)} = -j \frac{\sqrt{\sigma T}}{a} \frac{z\,J_0(z)}{J_2(z)} .$$

La Z'_S (curva a tratti della figura 3) caratterizza l'impedenza della sola membrana. Introducendo la [5] nella [4] si ha una significativa espressione della Z_S:

[6] $$Z_S = Z'_S + Z''_S + Z'''_S .$$

Si vede cioè che l'impedenza complessiva Z_S che si oppone all'azione delle onde sonore sul microfono, è data dalla somma di tre impedenze, dovute rispettivamente: alla membrana (Z'_S), all'aria esterna (Z''_S), ed a quella interna (Z'''_S). Secondo una ben nota analogia le tre impedenze sono in serie.

Il valore di Z_S nei comuni microfoni, e fuori della risonanza, è sempre molto grande rispetto alla resistenza specifica dell'aria in onde piane $\rho_0\,c$. La membrana, investita dal suono su di una sola faccia, vibra quindi con ampiezza molto piccola rispetto a quella dell'aria, e assorbe una piccolissima potenza dall'onda sonora. È perciò giustificata l'affermazione fatta precedentemente che il microfono a condensatore è sensibile alla pressione acustica.

4. - **Sensibilità.**

Una volta nota la legge di spostamento della membrana si possono calcolare immediatamente le variazioni di capacità prodotte dalle sue vibrazioni, e quindi la sensibilità del microfono (rapporto tra la forza elettromotrice alternativa generata e la pressione applicata).

Il controelettrodo ha forma circolare e raggio b, generalmente minore di quello della membrana: la distanza media reciproca è formata da una parte costante d_0 e da una parte variabile $\xi_{m,b} = \Xi_{m,b}$ sen ωt; con $\xi_{m,b}$ si indica il valore medio dello spostamento, su di un cerchio di raggio b. Al di sotto della risonanza $\xi_{m,b}$ è sempre compreso tra lo spostamento massimo $\xi_{\max}$, dato dalla [2] e lo spostamento medio ξ_{med}, dato dalla [3]. In via approssimata si può quindi sostituire $\xi_{m,b}$ con $\xi_{\max}$ se il raggio del controelettrodo è piccolo, oppure con ξ_{med} se è prossimo a quello della membrana, come avviene di frequente nei microfoni attuali. Trascurando, sempre in via approssimata, le deformazioni del campo elettrico prodotte dal bordo, dalle scanalature praticate nel controelettrodo e dalla curvatura della membrana, si ha la seguente espressione della capacità del microfono (⁴):

(⁴) Si è scelto come positivo il verso degli spostamenti ξ corrispondenti ad un allontanamento degli elettrodi.

$$[7] \quad C = \varepsilon_0 \frac{\pi b^2}{d_0 - \xi_{med}} \simeq \frac{\varepsilon_0 S}{d_0}\left(1 + \frac{\xi_{med}}{d_0}\right) = C_0 + C_1 \operatorname{sen} \omega t\,,$$

con ε_0, costante dielettrica dell'aria ($8{,}85 \cdot 10^{-12}$ F · m^{-1}); C, capacità del microfono (F).

È importante osservare che, secondo la [7], vibrazioni sinusoidali della membrana non producono variazioni sinusoidali di capacità, ma introducono armoniche superiori, di ampiezza per altro molto piccola, proporzionale alle successive potenze del rapporto Ξ_{med}/d_0.

Per calcolare la forza elettromotrice generata dal microfono basta supporre che la capacità C del circuito della figura 2 *a* subisca variazioni prescritte rappresentate dalla [7]. L'equazione del circuito è allora:

$$[8] \quad E_0 - Ri = \frac{1}{C_0 + C_1 \operatorname{sen} \omega t} \int_{-\infty}^{t} i\, dt$$

con E_0, tensione di polarizzazione (V); R, resistenza di carico (Ω); i, corrente istantanea (A).

La [8] è un'equazione differenziale del 1° ordine rispetto alla carica elettrica $q = \int_{-\infty}^{t} i\, dt$ (C), a coefficienti variabili, del tipo:

$$[9] \quad \frac{dq}{dt} + P\, q = Q\,,$$

dove: $P = \dfrac{1}{R\,(C_0 + C_1 \operatorname{sen} \omega t)}$, $Q = \dfrac{E_0}{R}$. La soluzione della [9] è data (5) formalmente da:

$$[10] \quad q = As\, e^{-\int P\, dt} + e^{-\int P\, dt} \int Q\, e^{\int P\, dt}\, dt\,.$$

Il calcolo degli integrali contenuti nella [10] è alquanto complicato; esso mostra, com'è stato indicato da Pomey (20), che la carica q, e quindi la corrente i, non sono funzioni sinusoidali: le armoniche superiori sono però molto piccole, essendo dell'ordine delle successive potenze di C_1/C_0. Si può quindi considerare la sola fondamentale, che ha la stessa frequenza $\omega/(2\pi)$ dell'onda sonora; la corrente corrispondente è data da:

$$[11] \quad \begin{cases} i = \dfrac{E_0\, C_1}{C_0 \sqrt{R^2 + \dfrac{1}{\omega^2 C_0^2}}} \operatorname{sen}(\omega t + \varphi_1) \\[2ex] \varphi_1 = \arctan \dfrac{1}{\omega\, C_0 R}\,. \end{cases}$$

(5) Si veda, ad esempio: A. RUSSELL FORSYTH: Trattato sulle equazioni differenziali - R. Giusti, Livorno, 1901, p. 14.

Si vede dalle [11] che il microfono si comporta come una sorgente d'impedenza interna $-j/\omega C_0$ e di forza elettromotrice $e_1 = E_0\ C_1$ sen $\omega t/C_0$; il suo funzionamento nei riguardi della corrente alternata è quindi identico a quello del circuito della figura 4.

Secondo la definizione la sensibilità s si ottiene dividendo il valore massimo di e_1 per quello di p. Sostituendo al posto di C_0, di C_1 e di ξ_{med} i valori dati dalla [7] e dalla [3] si ha:

$$[12] \qquad s = \frac{E_0}{d_0} \frac{J_2(z)}{|\omega^2 \sigma J_0(z) + j\omega (Z''s + Z'''s) J_2(z)|} = \frac{E_0}{d_0} \frac{1}{\omega | Z's + Z''s + Z'''s |} .$$

Secondo la [12] la sensibilità è direttamente proporzionale al campo elettrico E_0/d_0 ($V \cdot m^{-1}$): ciò impedisce di raggiungere valori di s molto elevati, poichè il campo elettrico non può superare $2 \div 3 \cdot 10^6\ V \cdot m^{-1}$, senza che si produca la scarica tra le armature.

5. - Distorsione lineare.

Nei primi microfoni di Wente la membrana era più pesante e più fortemente tesa che in quelli odierni; di conseguenza le impedenze di radiazione e di reazione $Z''s$, $Z'''s$ potevano essere trascurate rispetto a quella della membrana $Z's$, e l'espressione della sensibilità si riduceva a:

$$[13] \qquad s = \frac{E_0}{d_0} \frac{1}{\omega Z's} = \frac{E_0}{d_0 \omega^2 \sigma} \frac{J_2(z)}{J_0(z)} = \frac{E_0}{d_0} \frac{a^2}{T} \frac{J_2(z)}{z^2 J_0(z)} .$$

Per quanto la [13] non si adatti molto bene al funzionamento dei microfoni attuali, essa può ancora servire a fornire un'idea approssimata della distorsione lineare del microfono. In seguito, valendosi dell'espressione [12], più complicata ma più esatta, si vedrà come si possa utilizzare la reazione dell'aria per diminuire tale distorsione e per allargare il campo di frequenza senza ridurre la sensibilità.

Il fattore $\frac{E_0}{d_0} \frac{a^2}{T}$ della [13] è costante rispetto alla frequenza: la variazione della sensibilità è quindi espressa soltanto dalla funzione: $\frac{J_2(z)}{z^2 J_0(z)}$ rappresentata nella curva a tratto pieno della figura 3.

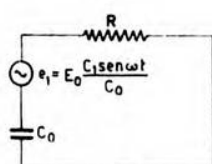
La s diventa infinita alla risonanza fondamentale della membrana, che è data da:

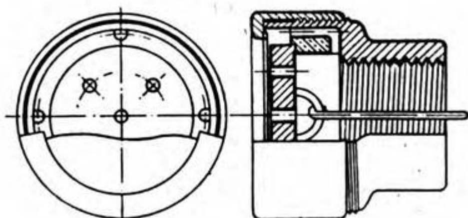
$$[14] \qquad f_0 = \frac{2{,}404}{2\pi a} \sqrt{\frac{T}{\sigma}} = \frac{2{,}404}{2\pi a} \sqrt{\frac{\tau}{\rho}}$$

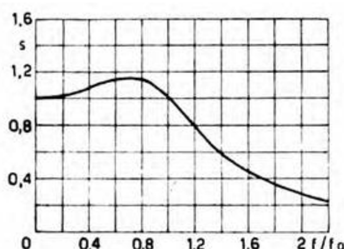
con τ, tensione per unità di superficie ($Nw \cdot m^{-2}$); ρ, densità volumetrica

della membrana (kg · m^{-3}); e si mantiene abbastanza costante al di sotto di essa.

Nei primi micròfoni si cercava di allargare il campo di funzionamento innalzando la f_0; l'innalzamento può essere ottenuto in tre modi: 1) aumentando T; 2) diminuendo σ; 3) diminuendo a.







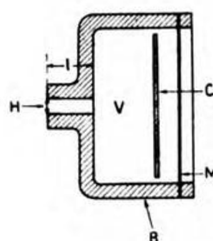


Fig. 4. — Circuito equivalente del microfono per le grandezze alternative.

Fig. 5. — Microfono di piccole dimensioni, secondo Hall.

Fig. 6. — Andamento della sensibilità quando la membrana è accoppiata con una resistenza acustica pura, eguale a quella critica di smorzamento.

Fig. 7. — Microfono con risonatore posteriore: M, membrana; C, controelettrodo; V, volume dell'aria interna; H, diametro del foro; l, lunghezza del foro; B, involucro esterno.

Nel primo e nel terzo modo la sensibilità diminuisce, nel secondo aumenta. Le variazioni di τ e ρ sono inoltre limitate da ragioni tecniche (produzione di deformazioni permanenti, delicatezza delle membrane troppo sottili e così via). Il materiale più favorevole per questo aspetto, cioè quello che ammette il rapporto τ/ρ più elevato, è il duralluminio ($\tau/\rho \simeq 9{,}4 \cdot 10^4$ m$^2 \cdot$ s^{-2}) che è adoperato di preferenza nella costruzione delle membrane. L'alluminio e l'acciaio hanno valori di τ/ρ prossimi alla metà di quelli del duralluminio (rispettivamente $5{,}5 \cdot 10^4$ e $4{,}4 \cdot 10^4$ m$^2 \cdot$ s^{-2}).

È interessante osservare che se si riduce il raggio a, mantenendo costante la frequenza fondamentale f_0, la sensibilità non varia. Quando non solo il raggio, ma tutte le dimensioni sono ridotte secondo un rap-

porto di similitudine, ed anche la polarizzazione E_0 (6) è ridotta nello stesso rapporto, mentre la f_0 è mantenuta costante la sensibilità aumenta, mentre il campo di funzionamento rimane costante. È quindi conveniente ridurre non solo il raggio del microfono, ma tutte le sue dimensioni entro i limiti consentiti dalle difficoltà costruttive e dall'impedenza interna. In tal modo si ottengono microfoni che uniscono ad una discreta sensibilità il pregio di turbare molto poco il campo sonoro; così è stato fatto da Hall (16), Harrison e Flanders (17) e altri (fig. 5).

L'espressione [13] della sensibilità contiene parametri di difficile misura, come d_0 e T, ma può essere immediatamente trasformata in modo da contenere soltanto la tensione di polarizzazione E_0, la capacità statica C_0, la variazione statica di capacità sotto l'azione di una pressione unitaria ΔC, e la frequenza di risonanza f_0. La misura di E_0, di C_0 e di f_0 è immediata e, come si vedrà più oltre, anche quella di ΔC è abbastanza semplice. Si ha:

[15]
$$s = 8 E_0 \frac{\Delta C}{C_0} \frac{J_2\left(2{,}404 \frac{f}{f_0}\right)}{\left(2{,}404 \frac{f}{f_0}\right)^2 J_0\left(2{,}404 \frac{f}{f_0}\right)} .$$

Tornando ora all'espressione [12] della sensibilità si vede che per estendere il campo di funzionamento senza ridurre la sensibilità, non conviene innalzare f_0, ma è meglio smorzare la risonanza della membrana mediante una resistenza acustica di valore opportuno, ed è appunto questo il metodo adottato negli attuali microfoni.

Lo smorzamento potrebbe essere ottenuto, secondo Morse (126), accoppiando con la membrana un tubo abbastanza lungo, rivestito di materiale assorbente, analogamente a quanto si fa in alcuni microfoni a nastro. Il controelettrodo dovrebbe essere piuttosto distante dalla membrana, e abbondantemente forato per assicurare il libero passaggio dell'aria. Inoltre, per rendere efficace lo smorzamento, la membrana dovrebbe essere così sottile da avere una resistenza critica paragonabile all'impedenza R'''_S del tubo, che è l'impedenza dell'aria in onde piane.

Sostituendo alla membrana un sistema ad un grado di libertà avente la stessa impedenza media e la stessa frequenza di risonanza, si trova che lo spessore h (m) della membrana è dato approssimativamente da:

[16]
$$h \simeq \frac{a}{\sqrt{11{,}3 \, \rho \, \tau}} R'''_S .$$

Per un microfono di dimensioni normali, con valori h di qualche micron, corrispondenti allo smorzamento critico, la curva della sensibilità avrebbe l'andamento della figura 6.

(6) L'ipotesi di Hall (16) che la E_0 sia mantenuta costante sembra meno logica, poichè in tal modo al variare di d_0 varia anche il cimento elettrico cui è sottoposto lo strato d'aria tra le armature.

Tuttavia non è molto comodo dare alla camera posteriore del microfono la forma di un lungo tubo, e non risulta che sia mai stato fatto; invece la cavità posteriore è costituita talvolta da un risonatore acustico (fig. 7). L'impedenza di reazione è in questo caso quella di un circuito acustico risonante, con una resistenza in serie all'induttanza. Si ha:

$$[17] \qquad Z'''_S = \frac{R'''_S + j\,\omega\, M'''_S}{j\,\omega\, R'''_S\, C'''_S - \omega^2 M'''_S\, C'''_S + 1}\;\frac{a^2}{m^2}$$

con $R'''_S = 8\,\nu\, l$, resistenza specifica del collo del risonatore; $M'''_S = l\,\rho_0$, massa specifica dell'aria contenuta nel collo; $C'''_S = \dfrac{V}{\rho_0\, c^2\, \pi\, m^2}$, capacità specifica della cavità; ν, coefficiente di viscosità ($1{,}8 \cdot 10^{-5}$ kg · m^{-1} · s^{-1}).

Una minuta analisi del sistema eseguita da Morse (126) mostra che si ottiene un discreto andamento della curva di risposta (fig. 8) attribuendo i seguenti valori ai parametri fondamentali del sistema χ, μ_r, $\varkappa$ derivati da R'''_S, M'''_S, C'''_S:

$$[18] \qquad \begin{cases} \chi = \dfrac{\pi\,\rho_0\, c^2}{V}\;\dfrac{a^4}{T} = 10 \\[2ex] \mu_r = \sqrt{\dfrac{\pi\,\sigma\, c^2\, a^2\, m}{l\, V_0\, T}} = 2{,}405\;\dfrac{f_r}{f_0} = 3 \\[2ex] \varkappa = \dfrac{\pi\,\rho_0\, c^2\, a\, m^4}{8\,\nu\, l\, V_0}\sqrt{\dfrac{\sigma}{T}} = 3\,. \end{cases}$$

Risultati ancora migliori si ottengono, com'è stato suggerito da Crandall (4), utilizzando non la reazione di tutta l'aria contenuta nella cavità posteriore, ma soltanto quella dello straterello compreso tra la membrana ed il controelettrodo. A questo scopo la membrana deve essere piuttosto leggera, ed il controelettrodo molto vicino ad essa e privo di fori.

In questo caso l'impedenza di reazione è dovuta ad una resistenza specifica e ad una rigidezza, date rispettivamente da:

$$[19] \qquad R'''_S = \frac{2\,P_0}{\omega\, b\, d_0\, \alpha}\left|\frac{\mathrm{bei}\,(\alpha\, b)\;\mathrm{bei}'\,(\alpha\, b) + \mathrm{ber}\,(\alpha\, b)\;\mathrm{ber}'\,(\alpha\, b)}{\mathrm{ber}^2\,(\alpha\, b) + \mathrm{bei}^2\,(\alpha\, b)}\right|$$

$$[20] \qquad D'''_S = \frac{P_0}{d_0}\left|1 - \frac{2}{\alpha\, b}\;\frac{\mathrm{ber}\,(\alpha\, b)\;\mathrm{bei}'\,(\alpha\, b) - \mathrm{ber}'\,(\alpha\, b)\;\mathrm{bei}\,(\alpha\, b)}{\mathrm{ber}^2\,(\alpha\, b) + \mathrm{bei}^2\,(\alpha\, b)}\right|,$$

con P_0, pressione atmosferica (Nw · m^{-2}); $\alpha = \sqrt{\dfrac{12\,\nu\,\omega}{P_0\, d_0^2}}$; ber, bei, ber', bei', parte reale e parte immaginaria della $J_0\,(\sqrt{j}\,\alpha\, b)$, e loro derivate.

Variando la distanza d_0 ed il raggio b del controelettrodo, cambiano non soltanto i valori di R'''_S e di D'''_S, ma anche il loro andamento in funzione della frequenza. Si vede che la R'''_S si mantiene quasi costante finchè è $\alpha b < 1$ (fig. 9) e poi diminuisce rapidamente. Invece la D'''_S, partendo dallo zero, cresce dapprima rapidamente e poi tende ad un valore costante. Sotto l'aspetto fisico le variazioni di R'''_S e di D'''_S sono dovute al fatto che a bassa frequenza l'aria ha il tempo di sfuggire dai bordi del controelettrodo, e la dissipazione viscosa dà luogo ad una impedenza prevalentemente resistiva. Alle alte frequenze l'aria non sfugge, ma viene compressa, e l'impedenza è prevalentemente capacitiva.

Accanto alla [19] si hanno anche espressioni approssimate di R'''_S valevoli per $\alpha b < 1$:

[21] $$R'''_S \simeq \frac{3}{2} \frac{\nu b^2}{d_0^3} \quad \text{(per un pistone)}$$

[22] $$R'''_S \simeq \frac{11}{4} \frac{\nu b^2}{d_0^3} \quad \text{(per una membrana deformata parabolicamente).}$$

Dividendo la [20] per la [19] si ricava:

[23] $$\frac{D'''_S}{R'''_S} \quad \text{proporzionale a} \quad \frac{b}{d_0},$$

da cui si deduce che:

1) quando il rapporto b/d_0 è piccolo, la reazione è prevalentemente resistiva, e si mantiene costante fino a frequenze elevate;

2) quando il rapporto b/d_0 è grande, la reazione è prevalentemente capacitiva, e cresce rapidamente con la frequenza.

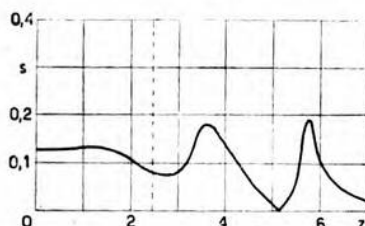
Le formule precedenti valgono per un controelettrodo circolare piano: se in esso sono praticati fori o scanalature può essere considerato in via approssimata come equivalente ad un certo numero di controelettrodi circolari di raggio b_1; si riesce ad ottenere così rapporti b_1/d_0 abbastanza piccoli, pur senza ridurre l'area complessiva.

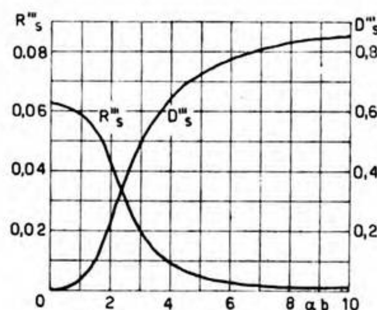
Tenendo presenti le curve della figura 9 e le [19], [20] è facile disporre per tentativi di b, b_1 e d_0 in modo da rendere quasi costante la sensibilità. A questo scopo la D'''_S può essere utilizzata per innalzare la frequenza di risonanza senza accrescere la tensione della membrana; a sua volta la R'''_S deve variare poco fino alla risonanza, partendo da un valore iniziale un po' maggiore di quello corrispondente allo smorzamento ottimo.

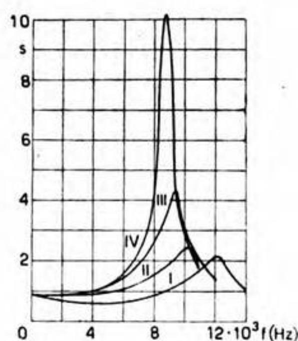
A titolo di esempio la figura 10 mostra le variazioni della caratteristica sensibilità-frequenza di un determinato microfono al variare di d_0. Esiste una distanza ottima che rende minima la distorsione lineare senza ridurre la sensibilità: nel caso considerato (curva I) essa corrisponde a $b/d_0 = 270$.

Si è sin ora trascurata l'impedenza di radiazione Z''_S: qualche calcolo numerico mostra che tale omissione è giustificata, poichè i suoi valori

sono generalmente piccoli di fronte a quelli di Z'_S e di Z'''_S, e d'altronde nella trattazione svolta si sono dovute introdurre approssimazioni molto più grossolane. Se tuttavia si volesse tener conto anche di Z''_S si potrebbero prendere le espressioni ben note dell'impedenza di radiazione di un







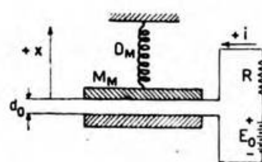


Fig. 8. — Andamento della sensibilità del microfono con risonatore per $\chi = 10$, $\mu_r = 3$, $\varkappa = 3$.

Fig. 9. — Resistenza e rigidezza media di uno straterello d'aria cilindrico, a meno rispettivamente dei fattori $\frac{2 P_0}{\omega b d_0 \alpha}$ e $\frac{P_0}{d_0}$.

Fig. 10. — Variazione della distorsione lineare di uno stesso microfono per diversi valori del rapporto b/d_0: rispettivamente 270, 180, 135, 90, per le curve I (distorsione lineare minima), II, III, IV.

Fig. 11. — Schema del microfono considerato come trasduttore ad un grado di libertà meccanico.

pistone in uno schermo infinito, o meglio quelle di una calotta rigida, applicata ad una sfera [7].

Ci si può da ultimo domandare quale dovrebbe essere l'espressione analitica di un'impedenza di reazione che rendesse nulle le distorsioni lineari. Si è mostrato in un precedente lavoro (26) che sotto l'aspetto

[7] Si veda ad esempio: P. M. Morse (126); P. G. Bordoni: Caratteristiche di radiazione di una sfera rigida munita di calotta oscillante - Commentationes Pont. Acad. Sci., 1944, VIII, p. 505.

matematico esistono infinite soluzioni che soddisfano a questa condizione; ognuna di esse è caratterizzata da un particolare andamento della distorsione di fase. Quando tale andamento sia fissato in maniera opportuna, si trovano valori di R'''_S e di D'''_S molto prossimi a quelli dati nelle formule [19] e [20]. Ciò conferma la convenienza di questa particolare correzione acustica del microfono, ed indica la via di eventuali miglioramenti.

In conclusione, utilizzando opportunamente la reazione dell'aria interna al microfono è oggi possibile eliminare quasi del tutto la distorsione lineare, riducendo per esempio a 1 o 2 decibel le variazioni di sensibilità nel campo compreso tra 20 Hz e 10 000 Hz. La curva di risposta che così si ottiene ha inoltre il pregio di essere completamente priva di quelle piccole irregolarità inevitabili anche nei migliori microfoni di altro tipo.

Sotto l'aspetto della fedeltà il microfono a condensatore si può quindi ritenere il migliore di quelli sinora noti. Inoltre le sue piccole dimensioni riducono molto le deformazioni del campo, in modo che, anche alle frequenze più alte la sua direzionalità è appena sensibile. Di fronte a questi pregi sussistono tuttavia due difetti: la scarsa sensibilità e l'elevata impedenza interna, a causa dei quali il microfono dev'essere collocato nelle immediate vicinanze dell'amplificatore, e dev'essere schermato con cura particolare dai disturbi esterni.

6. - Distorsione di ampiezza e di fase.

Si è già visto, a proposito della sensibilità del microfono, che le variazioni di capacità non riproducono esattamente l'andamento sinusoidale della pressione acustica, ma introducono armoniche dell'ordine di grandezza delle successive potenze di Ξ/d_0. A causa della piccolezza di questo rapporto il coefficiente di distorsione non lineare k_d (rapporto tra la somma dei valori efficaci delle armoniche e il valore efficace della fondamentale) è sensibilmente proporzionale al rapporto tra la 1ª armonica e la fondamentale cioè a Ξ/d_0. Quando il microfono è adoperato per riprese sonore, la distorsione che interessa è quella relativa alla differenza di potenziale ai capi della resistenza di carico. Hartmann (18) ha mostrato che k_d è dato da:

[24] $$k_d = s\,\frac{P}{E_0}\,\frac{1}{R\,\omega\,C_0}\,\frac{\sqrt{R^2\,\omega^2\,C_0^2+1}}{\sqrt{4\,R^2\,\omega^2\,C_0^2+1}}\,.$$

Per:

[25] $$R \gg \frac{1}{\omega\,C_0}$$

esso si riduce a:

[26] $$k_d \simeq s\,\frac{P}{E_0}\,\frac{1}{R\,\omega\,C_0}\,.$$

Il coefficiente k_d è inversamente proporzionale alla frequenza, poichè il partitore R, C_0 costituito dalla resistenza di carico e dalla capacità interna del microfono attenua la fondamentale in misura maggiore delle armoniche.

Il calcolo e l'esperienza mostrano che negli ordinari microfoni la distorsione è trascurabile, mantenendosi inferiore all'1 %, anche con pressione di alcune decine di $\mathrm{Nw \cdot m^{-2}}$, ed alle più basse frequenze udibili.

La forza elettromotrice generata è in ritardo sulla pressione che la produce di un angolo φ che cresce con la frequenza partendo da 0, e tende a π, al disopra della risonanza. Tale distorsione di fase è dovuta alla dissipazione di energia, cioè alla presenza delle resistenze di radiazione e di reazione, le quali fanno sì che il rapporto tra e_1 e p (di cui la sensibilità [12] misura il modulo) non sia un numero reale. Prendendo come negativi gli angoli di ritardo, φ è espresso da:

$$\varphi = -\frac{\pi}{2} - \text{argom.}\ (Z'_S + Z''_S + Z'''_S)\,. \tag{27}$$

Ponendo al posto di Z'_S il valore dato dalla [5], trascurando l'impedenza di radiazione Z''_S, e supponendo che la Z'''_S sia dovuta alla resistenza ed alla rigidezza dello straterello d'aria tra il microfono ed il controelettrodo espresse dalle [19], [20], si ha l'espressione di φ:

$$\varphi = -\frac{\pi}{2} + \arctan \frac{\omega\,\sigma \dfrac{J_0(z)}{J_2(z)} + \dfrac{D'''_S}{\omega}}{R'''_S}\,. \tag{28}$$

La differenza di potenziale ai capi della resistenza è invece in anticipo rispetto alla forza elettromotrice che la produce di un angolo φ_1:

$$\varphi_1 = \arctan \frac{1}{R\,\omega\,C_0}\,. \tag{29}$$

Se il microfono è adoperato per la ripresa sonora, la distorsione di fase totale è data allora da $\varphi + \varphi_1$.

7. - Il microfono considerato come trasduttore elettroacustico.

Si può tenere conto dell'attrazione elettrostatica tra i due elettrodi la quale è stata finora trascurata, sostituendo alla membrana un sistema equivalente ad un grado di libertà, formato da un pistone rigido (fig. 11) e da una molla. Si ha allora un trasduttore elettroacustico a due gradi di libertà (uno elettrico ed uno meccanico).

Se si prendono come positivi gli allontanamenti degli elettrodi, si ottiene secondo Hecht (130) per la forza elettromotrice indotta da uno spostamento x l'espressione:

$$e_1 = -E_0\, x/d_0\,. \tag{30}$$

Analogamente, prendendo come positive le correnti di carica, si ha per la forza di attrazione elettrostatica F_e (Nw) il valore:

[31] $$F_{Me} = -E_0 \frac{1}{d_0} \int_{-\infty}^{t} i \, dt \, .$$

Le due equazioni, meccanica ed elettrica, del trasduttore sono quindi:

[32] $$M_M \ddot{x} + R_M \dot{x} + D_M x = F_M - \frac{E_0}{d_0} \int_{-\infty}^{t} i \, dt \, ;$$

con M_M, massa del sistema equivalente (kg); R_M, resistenza del sistema equivalente ($kg \cdot s^{-1}$); D_M, rigidezza ($kg \cdot s^{-2}$); e:

[33] $$R i + \frac{1}{C_0} \int_{-\infty}^{t} i \, dt = -\frac{E_0}{d_0} x \, .$$

Risolvendo le [32], [33] si vede che la parte meccanica del trasduttore trasferisce una *impedenza di moto* alla parte elettrica, analogamente a quanto avviene nei trasformatori.

Anche il circuito elettrico trasferisce al sistema meccanico un'impedenza di accoppiamento le cui componenti R_{Me} e ωM_{Me} sono date da:

[34] $$R_{Me} = \frac{R \cdot C_0}{1 + \omega^2 R^2 C_0^2} \frac{E_0^2}{d_0^2}$$

[35] $$\omega M_{Me} = \frac{C_0}{\omega (1 + \omega^2 R^2 C_0^2)} \frac{E_0^2}{d_0^2} \, .$$

La costante di accoppiamento (ωM in un trasformatore) è in questo caso il campo elettrico E_0/d_0. Particolarmente importante è il valore di R_{Me}, che caratterizza quella parte della potenza meccanica assorbita dal microfono la quale viene trasformata in potenza elettrica. Se si indica con R_M la somma di tutte le altre resistenze (viscose, di radiazione, e così via) agenti sul pistone, il rendimento elettroacustico del microfono, definito come rapporto tra la potenza generata e quella assorbita, è dato da:

[36] $$\eta = \frac{R_{Me}}{R_M + R_{Me}} \, .$$

8. - Ricerche sperimentali sul funzionamento.

Il funzionamento del microfono è stato oggetto di ricerche sperimentali, tendenti a verificare la fondatezza delle ipotesi semplificative poste a base della precedente teoria (simmetria della membrana, trascurabilità della sua curvatura, equivalenza tra un controelettrodo forato e diversi elettrodi piani più piccoli, e così via). I risultati di queste ricerche non solo confermano la legittimità delle ipotesi, ma mostrano che il

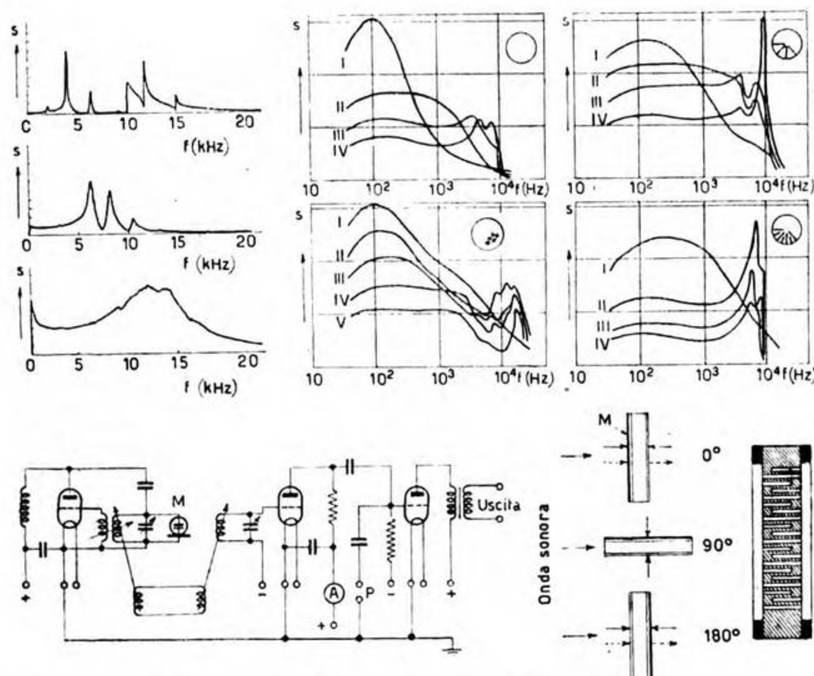


Fig. 12. — Distorsione lineare di uno stesso microfono con diverse pressioni ambienti: 1 mm Hg per la curva superiore, 40 mm Hg per la curva media, 160 mm Hg per l'inferiore.

Fig. 13. — Sensibilità di una stessa membrana con elettrodi a diverse distanze e diversamente forati o scanalati; la distanza cresce dalla curva I a quella V.

Fig. 14. — Circuito di polarizzazione in alta frequenza: *M*, microfono; *P*, tensione di taratura.

Fig. 15. — Sezione schematica e principio di funzionamento del microfono unidirezionale a doppia membrana. Le frecce a tratto pieno rappresentano l'azione della pressione atmosferica che si somma sulla membrana elettricamente attiva (*M*) con l'azione del gradiente di pressione (frecce tratteggiate) per incidenza 0°; per incidenza 180° le due azioni si sottraggono; per incidenza 90° il gradiente si annulla ed il microfono funziona come un ordinario microfono a pressione.

microfono di Wente è uno dei trasduttori elettroacustici nei quali le previsioni del calcolo si avvicinano di più alle misure sperimentali.

Qualche discordanza è stata tuttavia riscontrata da Grützmacher e Meyer (50) i quali hanno messo in evidenza la formazione di diametri nodali, oltre che di cerchi nodali fortemente distorti; ma probabilmente tali asimmetrie non si riscontrano in microfoni di costruzione più accurata.

L'influenza dell'aria sulla distorsione lineare è stata investigata dagli autori già citati, da Fano (79) e dallo scrivente (117), eccitando elettrostaticamente la membrana (si veda più oltre nella seconda parte) e rilevando la caratteristica sensibilità-frequenza a pressioni diverse da quella atmosferica. La figura 12 mostra tre curve di risposta di uno stesso microfono, con diverse pressioni ambiente. Al diminuire della pressione l'acutezza delle risonanze aumenta dapprima lentamente e poi in modo più rapido. Ciò è dovuto al fatto, segnalato nel lavoro precedentemente citato (117), che la resistenza dello straterello d'aria, rimane sensibilmente costante al variare della pressione, finchè il libero percorso medio delle molecole diviene paragonabile alla distanza fra gli elettrodi. Occorre quindi ridurre la pressione molto più di quanto suggerirebbe l'intuizione se si vuole eliminare l'influenza dell'aria sul microfono.

L'influenza della forma del controelettrodo nei riguardi della curva di risposta è stata oggetto di studio da parte di Löb (25). La figura 13 riproduce le caratteristiche sensibilità-frequenza di una stessa membrana, con diversi elettrodi collocati a varie distanze; si vede che la diminuzione della distanza, per uno stesso elettrodo, esalta le basse frequenze; la presenza di fori o scanalature rende la caratteristica più pianeggiante.

Anche questi risultati confermano le previsioni del calcolo: si è visto infatti che un piccolo valore di b/d_0 rende sensibilmente costante la resistenza di reazione R'''_S e riduce la rigidezza D'''_S a valori trascurabili.

9. - Circuito di polarizzazione ad alta frequenza.

Com'è stato suggerito da Riegger (5) e da Trendelenburg (8), gli spostamenti della membrana possono essere rivelati collegando il microfono con un circuito oscillatorio in alta frequenza. Le variazioni di capacità producono una modulazione di frequenza la quale è trasformata in modulazione di ampiezza mediante un secondo circuito oscillatorio leggermente disaccordato. Si può ottenere una corrispondenza lineare tra le due modulazioni scegliendo il punto di funzionamento del secondo circuito circa a metà di uno dei tratti rettilinei della curva di risonanza.

Siccome la corrente in tale punto ha un valore quasi metà di quello massimo, il circuito prende spesso il nome di « circuito semirisonante ». L'alta frequenza modulata in ampiezza è poi raddrizzata e filtrata, e le componenti a frequenza acustica che riproducono gli spostamenti della membrana sono inviate ad un normale amplificatore.

La figura 14 mostra uno dei circuiti più usati per eseguire le trasformazioni descritte: di esso sono state immaginate ed usate molte varianti, che differiscono sia per il tipo del circuito oscillatorio, sia per il metodo di accoppiamento con il secondo circuito, sia per il sistema di raddrizzamento e di modulazione. Il microfono può anche essere inserito nel secondo circuito oscillatorio, invece che nel primo. Il risultato finale è sostanzialmente lo stesso, ma la frequenza portante è modulata solamente in ampiezza.

Senza entrare in un'analisi del funzionamento di questi diversi circuiti, che uscirebbe dai limiti di uno studio del microfono a condensatore, si può osservare che:

1) la sensibilità del microfono in alta frequenza (rapporto tra la forza elettromotrice del rivelatore e la pressione agente sulla membrana) a parità di coefficiente di risonanza del secondo circuito oscillatorio è indipendente dalla frequenza portante, che generalmente ha un valore prossimo ad 1 MHz;

2) a parità di altre condizioni, la sensibilità del complesso microfono - circuito di polarizzazione è direttamente proporzionale al coefficiente di risonanza del secondo circuito oscillatorio; in condizioni normali essa è dell'ordine di $1{,}5 \cdot 10^3 \ V \cdot Nw^{-1} \cdot m^2$.

È difficile fare un confronto significativo tra la sensibilità di uno stesso microfono inserito prima in un circuito a polarizzazione continua, e poi in un circuito in alta frequenza. Un simile confronto non è d'altronde molto utile, poichè l'esperienza ha mostrato che il circuito a polarizzazione continua è particolarmente adatto alle applicazioni tecniche del microfono (ripresa sonora, fonometri, e così via) in cui si desiderano innanzi tutto semplicità e sicurezza di funzionamento. Il circuito in alta frequenza è invece piuttosto delicato a causa del leggerissimo disaccordo tra i due circuiti oscillatòri, che richiede frequenti ritocchi. Esso è più adatto alle misure di laboratorio, poichè, come si vedrà più oltre, consente una taratura particolarmente semplice del microfono.

10. - Altri tipi di microfono.

Oltre al microfono di Wente precedentemente descritto, sono stati ideati numerosi altri tipi di microfono a condensatore, i quali sfuggono per la loro varietà ad una classificazione sistematica. Si può soltanto osservare che essi differiscono dal microfono di Wente in almeno uno dei seguenti punti: 1) principio di funzionamento; 2) conformazione dell'elettrodo vibrante; 3) natura del dielettrico; 4) caratteristica direzionale.

Nel microfono proposto da Foley (28) entrambe le armature sono rigide ed abbondantemente forate in modo da lasciar passare liberamente il suono. Le variazioni di capacità sono prodotte dalle fluttuazioni che la costante dielettrica compie insieme con la pressione. È quindi completamente eliminata la distorsione lineare dovuta alla risonanza

della membrana e, quando si rendano trascurabili le risonanze dello straterello d'aria compreso tra le due armature, non è difficile ottenere una notevole fedeltà. La sensibilità è però molto piccola; infatti per l'aria, in condizioni normali, si ha (8):

$$\varepsilon = 1{,}000\,59\ \varepsilon_0 \qquad [37]$$

e le variazioni di ε per pressioni prossime ad 1 atmosfera sono date da:

$$\frac{\dfrac{\varepsilon}{\varepsilon_0} - 1}{p} = \text{costante}\,. \qquad [38]$$

Dalle relazioni precedenti si ricava:

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = 1 + 5{,}9 \cdot 10^{-4}\, p = C/C_0\,. \qquad [39]$$

Si vede dalla [39] che una variazione di pressione di 1 $\mathrm{Nw \cdot m^{-2}}$ produce variazioni relative di capacità dell'ordine di 10^{-9}, cioè circa 10^4 volte minori di quelle prodotte in un microfono di Wente.

Per ridurre le deformazioni del campo sonoro dovute alla diffrazione ed alle vibrazioni della membrana, Geffcken (29) ha proposto di dare piccolissime dimensioni al microfono, e di eseguire la misura a membrana ferma, compensando elettromagneticamente la pressione acustica. Gli spostamenti della membrana sono rivelati da un « indicatore di zero » formato da un circuito di Riegger, da un amplificatore acustico, e da un telefono. Questo microfono ha il vantaggio di avere una caratteristica di risposta indipendente dalla risonanza della membrana, ma è di uso alquanto complicato, e può essere adoperato soltanto per misure su grandezze sinusoidali.

Microfoni accordati su frequenze molto alte, atti al rilievo di ultrasuoni, sono stati proposti da Sacerdote (30); più che un nuovo tipo di microfono, essi costituiscono però una nuova applicazione del microfono di Wente.

Si può rendere il microfono sensibile al gradiente di pressione, anzichè alla pressione, rendendo accessibili al suono entrambe le facce della membrana: la caratteristica direzionale in questo caso ha la tipica forma « a otto ». Braunmühl e Weber (31) hanno suggerito la maniera di ottenere una caratteristica direzionale in forma di cardioide combinando la sensibilità alla pressione con quella al suo gradiente. A questo scopo è necessario che il microfono abbia due membrane, separate da un elettrodo rigido forato. Una sola delle membrane è collegata col circuito di polarizzazione, l'altra serve soltanto a trasmettere la pressione. Si vede

(8) Si veda, ad esempio: H. LANDOLT u. R. BOERNSTEIN: Physikalisch-chemische Tabellen - J. Springer, Berlin, 1912, p. 1220.

dalla figura 15 che, quando la membrana attiva è investita direttamente dal suono, le azioni della pressione e del gradiente si sommano, e si ha la sensibilità massima. Se si fa rotare il microfono di 90°, l'effetto del gradiente di pressione si annulla a causa della simmetria, e in uscita si ha la sola parte dovuta alla pressione. Se si fa rotare di 180° le azioni della pressione e del gradiente si sottraggono e la sensibilità è quasi nulla. I microfoni a condensatore direzionali sono stati studiati anche da De Boer (35) Willig (36) e Jofe (37).

La carica delle armature del microfono può essere ottenuta secondo Gemant (32) interponendo tra di esse un « elettrete « cioè un dielettrico che conservi la sua polarizzazione indefinitamente. I microfoni costruiti secondo questo principio, e che non richiedono una batteria di polarizzazione, hanno avuto una certa diffusione nel campo tecnico, poichè la loro sensibilità è maggiore che nel tipo di Wente; la curva di risposta e la costanza nel tempo delle caratteristiche lasciano però alquanto a desiderare.

L'uso di un dielettrico solido a superficie ruvida è stato proposto da Sell (33) (34); la membrana è direttamente appoggiata sul dielettrico le cui asperità impediscono un'aderenza completa. La tensione meccanica della membrana è prodotta unicamente dalla attrazione elettrostatica, e cresce con quest'ultima; si è riscontrato sperimentalmente che, entro certi limiti, la sensibilità diminuisce al crescere della polarizzazione. Vantaggi principali, secondo l'autore, sarebbero una maggiore capacità dovuta alla presenza del dielettrico solido ed una sensibilità maggiore che nel tipo di Wente, dell'ordine per esempio di 0,5 $V \cdot Nw^{-1} \cdot m^2$.

Recentemente Gosewinkel e Bauer (38) hanno proposto di suddividere mediante appoggi rigidi la superficie della membrana in porzioni vibranti separatamente: si può così conciliare una elevata frequenza di risonanza con una discreta capacità, la quale consente il collegamento del microfono con un trasformatore, e quindi un suo più largo uso nel campo della ripresa sonora.

PARTE II.

TARATURA

11. - Generalità.

Le caratteristiche essenziali del microfono di Wente precedentemente illustrate, e cioè la quasi costanza della sensibilità con la frequenza, la poco accentuata direzionalità, l'elevata impedenza meccanica specifica, ne consigliano senz'altro l'adozione nelle misure di pressione acustica. Per quest'uso il microfono dev'essere tarato; ciò può essere fatto:

a) in maniera *assoluta* (o indiretta), introducendo nella formula [12] gli effettivi valori dei parametri geometrici e meccanici, e calcolando la sensibilità s;

b) in maniera *relativa* (o diretta) applicando al microfono una pressione acustica nota, misurando la forza elettromotrice generata e facendo il loro rapporto.

La taratura assoluta, sebbene più precisa che in altri tipi di microfoni, risente delle incertezze nella determinazione di alcuni parametri (specialmente Z'''_S); si preferisce quindi la taratura relativa, la quale può assumere due forme:

1) confronto con un altro misuratore tarato, in un campo acustico di forma nota;

2) applicazione di una pressione acustica prodotta da un generatore tarato.

La forma 1) di taratura relativa è abbastanza usata, sebbene il misuratore tarato di confronto (per esempio un disco di Rayleigh) sia generalmente delicato e poco sensibile. Più semplice e più precisa è invece la forma 2).

La pressione nota è ottenuta da Wente (3) (39) e Sivian (61) con un termofono od un pistofono; oggi si ricorre quasi esclusivamente all'attrazione elettrostatica tra la membrana ed un elettrodo rigido. In questo modo la taratura può essere eseguita *con sole misure elettriche*. Come si è già accennato questa proprietà del microfono a condensatore, unita alle altre già indicate, ha contribuito molto a diffonderne l'uso nelle misure di laboratorio.

Si ritiene opportuno dare un cenno dei soli metodi di taratura elettrici, tralasciando di illustrare l'uso del termofono o del pistofono, e dei metodi di confronto, i quali sono largamente applicati anche ad altri microfoni, e su cui esiste un'abbondante letteratura.

La sensibilità misurata con metodi elettrici è quella *in camera di pressione* che esprime il rapporto tra la forza elettromotrice generata e la pressione *effettivamente* agente sulla membrana. Quando si voglia conoscere la sensibilità *in campo libero*, i risultati precedenti vanno corretti tenendo conto della diffrazione e della risonanza della cavità anteriore.

La correzione è facile e di piccola entità nei microfoni costruiti appositamente per le misure, che hanno una forma esterna sferica, e una cavità anteriore minima.

12. - Taratura con elettrodo ausiliario.

Se si colloca a piccola distanza dalla membrana un elettrodo rigido piano avente una eguale superficie, e si applica, com'è suggerito da Meyer (52), una differenza di potenziale $E'_0 + E'_{1M}$ sen ωt tra di esso e la membrana, su quest'ultima si esercita una pressione elettrostatica data da:

$$p = \frac{1}{2}\,\varepsilon\,\frac{(E'_0 + E'_{1M}\,\text{sen}\,\omega t)^2}{d'^2_0} \qquad [40]$$

con ε, costante elettrostatica dell'aria ($8,85 \cdot 10^{-12}$ F · m^{-1}); d'_0, distanza tra le armature (m).

Sviluppando la [40] si vede che la p, oltre ad una componente continua proporzionale a $E'^2_0 + E'^2_{1M}/2$, possiede una componente di frequenza $\omega/2\pi$ proporzionale a $2\,E'_0\,E'_{1M}$ sen ωt ed una componente di frequenza doppia ω/π proporzionale a $(E'^2_{1M}/2)$ cos $2\,\omega t$ che può evidentemente essere trascurata se $E'_{1M}/E'_0 \ll 1$. In questo modo si applica alla membrana una pressione elettrostatica alternativa di valore efficace:

$$[41] \qquad P_1 = \frac{\varepsilon}{d'^2_0}\, E'_0\, E'_1 \,.$$

La P_1 è da considerarsi nota poichè E'_0, E'_1 sono facilmente misurabili, e la distanza d'_0 può essere determinata:

1) *direttamente* con un microscopio fornito di scala graduata, portando dapprima l'elettrodo ausiliario a contatto con la membrana, e misurando lo spostamento successivo, com'è indicato da Ernsthausen (80);

2) *indirettamente* misurando la capacità C'_0 tra la membrana e l'elettrodo ausiliario, e determinando poi la superficie S di quest'ultimo;

3) ancora *indirettamente* determinando la costante specifica di accoppiamento elettromeccanico $\frac{1}{2}\,\frac{\varepsilon}{d'^2_0} = \frac{P}{E^2}$ con una misura statica di cui si fa cenno più oltre.

Se il microfono è inserito in un circuito a polarizzazione continua, la forza elettromotrice generata può a sua volta essere misurata per sostituzione, inserendo nel circuito di griglia dell'amplificatore, e in serie con il microfono, una sorgente di forza elettromotrice avente una resistenza interna trascurabile. In tal caso il circuito adoperato per la taratura è quello della figura 16. In esso la tensione di polarizzazione $E'_0 + E'_{1M}$ sen ωt è ottenuta disponendo in serie la batteria e l'oscillatore. Può invece essere comodo disporli in parallelo, secondo la variante della figura 17.

Il condensatore C_p impedisce che in caso di corto circuito tra la membrana e l'elettrodo ausiliario la differenza di potenziale continua si scarichi attraverso l'oscillatore, invece che attraverso la grande resistenza del voltmetro nello schema in serie (fig. 16). La resistenza R_p nello schema in parallelo (fig. 17) impedisce che la batteria costituisca un corto circuito per l'oscillatore. In serie con la grande resistenza di griglia R_g (fig. 16) è collegata la piccola resistenza R_t alla quale può essere applicata, mediante il commutatore T, una differenza di potenziale per la misura della forza elettromotrice generata dal microfono.

Se il microfono è inserito in un circuito rivelatore ad alta frequenza, la forza elettromotrice da misurare è quella agente nel circuito del tubo rivelatore; anch'essa può essere determinata per sostituzione.

In alcuni casi si definisce anche come sensibilità il rapporto tra le variazioni percentuali di capacità e la pressione acustica. La misura delle prime può essere fatta, secondo Lange (65), mediante un condensatore rotante, che produca variazioni di capacità note e regolabili in modo da ottenere nel circuito rivelatore una forza elettromotrice eguale a quella data dal microfono.

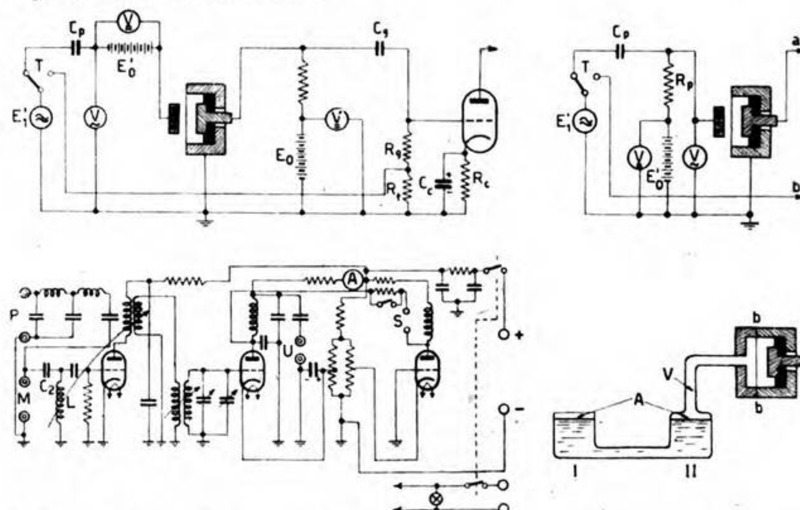


Fig. 16. — Circuito di taratura con polarizzazione continua: tensioni eccitatrici in serie.

Fig. 17. — Variante del circuito di taratura con polarizzazione continua: tensioni eccitatrici in parallelo.

Fig. 18. — Circuito per la taratura in alta frequenza e la misura di K, usato nell'Istituto Nazionale di Elettroacustica: M, microfono; P, polarizzazione $E'_0 + E'_{1M}$ sen ωt; S, strumento esterno per la misura differenziale di piccole variazioni della corrente anodica; U, uscita.

Fig. 19. — Generatore tarato di piccole pressioni statiche, secondo Paolini.

Oltre agli errori accidentali, inevitabili nella misura della tensione di polarizzazione, della distanza, e della forza elettromotrice generata, il metodo di taratura descritto contiene in sè alcune cause di errori sistematici, meno facilmente eliminabili. In primo luogo lo straterello d'aria compreso tra l'elettrodo ausiliario e la membrana altera il moto di quest'ultima, aumentando la rigidezza e la dissipazione. Occorre quindi:

1) tenere la distanza abbastanza grande (almeno 1 mm secondo Ernsthausen) (80); si deve allora ricorrere a differenze di potenziale E'_0 ed E'_1, molto grandi, per avere pressioni apprezzabili (il campo elettrico E'_1/d'_0 dev'essere dell'ordine di 10^6 V · m^{-1});

2) praticare nell'elettrodo ausiliario numerosi fori che consentano una libera circolazione dell'aria. In questo caso per il calcolo della

pressione elettrostatica va introdotto nella [40] un coefficiente di correzione che tenga conto della deformazione del campo. Il calcolo della correzione è stato fatto da Ballantine (63) per un elettrodo formato da sbarre parallele, ma è consigliabile eseguire la misura diretta del rapporto P/E^2, con i metodi che si indicano in seguito.

In secondo luogo la differenza di potenziale di polarizzazione produce un'attrazione elettrostatica continua $P_0 = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon}{d'^2_0} \left(E'^2_0 + \frac{E'^2_1}{2} \right)$ che sposta la membrana dalla sua posizione normale di funzionamento. Gli effetti prodotti sono abbastanza complessi e variabili con la frequenza; nasce, per l'attrazione elettrostatica, una *rigidezza negativa*; la rigidezza e la resistenza dello straterello d'aria tra la membrana e l'elettrodo ausiliario aumentano, e la capacità del microfono aumenta anch'essa. Questa causa di errore non può essere sostanzialmente ridotta, ma fortunatamente i suoi effetti sono abbastanza moderati.

In terzo luogo l'accoppiamento capacitivo tra il circuito di taratura e quello del microfono altera per due ragioni secondo Lange (72) la forza elettromotrice generata:

1) per le differenze di potenziale che si localizzano ai capi della resistenza di griglia, a causa delle correnti parassite che la percorrono;

2) perchè tali correnti parassite, percorrendo il microfono alterano il moto della membrana.

I due effetti, che in parte si contrastano, dipendono dalla polarità relativa delle tensioni E_0, E'_0 e dalla frequenza (sopra o sotto la risonanza). Nel caso più comune (frequenza inferiore a quella di risonanza) si vede che se le batterie sono in parallelo (cioè l'elettrodo ausiliario ed il controelettrodo sono entrambi positivi rispetto alla membrana o entrambi negativi) la forza elettromotrice misurata è maggiore di quella generata dal microfono; l'opposto avviene se le batterie sono in serie. Non è però difficile ridurre questa causa di errori schermando bene tutti i circuiti.

Un'ultima causa di errori sistematici, dovuta al fatto che durante la misura la membrana è soggetta alla reazione dell'ambiente circostante, è stata studiata da Lueder e Spenke (69), e può essere ridotta eseguendo la taratura in camera assorbente; essa è d'altronde molto modesta, data la piccolissima sensibilità del microfono.

In complesso gli errori su indicati sono abbastanza piccoli, e la taratura mediante elettrodo ausiliario, specialmente se unita ad un dispositivo di registrazione, fornisce un mezzo comodo e preciso per verificare in pochi minuti la caratteristica di frequenza.

13. - Taratura senza elettrodo ausiliario.

Alcuni degli errori sistematici relativi al metodo precedente possono essere eliminati applicando direttamente la differenza di potenziale $E'_0 + E'_{1M}$ sen ωt tra la membrana ed il controelettrodo; è allora necessario adoperare il microfono con una polarizzazione ad alta fre-

quenza. Per impedire che una frazione della tensione alternativa a frequenza acustica E'_{1M} sen ωt passi direttamente nel circuito rivelatore, è opportuno che il microfono sia inserito nel circuito del tubo oscillatore e non di quello rivelatore; si può adoperare ad esempio lo schema della figura 18.

Il condensatore C_2, di piccola capacità, impedisce che la tensione E'_{1M} sen ωt sia chiusa in corto circuito dall'induttanza L. Inoltre, insieme con L, costituisce un partitore che riduce enormemente il valore della tensione a frequenza acustica applicata ai capi del circuito oscillatorio. A sua volta il filtro a banda inferiore collegato ai morsetti P impedisce che l'alta frequenza del circuito oscillatorio sia chiusa in corto circuito dal generatore a bassa frequenza.

La taratura senza elettrodo ausiliario è particolarmente comoda, poichè può essere eseguita immediatamente dopo la misura, senza bisogno di toccare in nessun modo il microfono.

La misura e la taratura possono anche essere eseguite contemporaneamente, come ha fatto Meyer (46) (47), applicando al microfono investito dall'onda sonora la polarizzazione $E'_0 + E'_{1M}$ sen ωt, e variando la fase e l'ampiezza della E'_{1M} sen ωt fino a che la membrana resti immobile. Il circuito di misura è quello stesso della figura 18; il raggiungimento dell'equilibrio è indicato dal silenzio di un telefono collegato mediante un amplificatore col circuito rivelatore. Quando sia nota la costante specifica di accoppiamento elettromeccanico K la pressione acustica è data da:

$$p = K\, E'_0\, E'_{1M} \text{ sen } \omega t \,. \qquad [42]$$

Un tale metodo di misura ha il vantaggio di dare risultati indipendenti dalle caratteristiche del microfono e dei circuiti con esso collegati: però è alquanto complicato come tutte le misure di zero in corrente alternata.

14. Misura diretta della costante specifica di accoppiamento elettromeccanico.

Si può definire come costante specifica di accoppiamento elettromeccanico il rapporto tra la pressione elettrostatica generata ed il quadrato della tensione applicata; per la [40] esso è dato da:

$$K = \frac{P}{E^2} = \frac{1}{2}\,\frac{\varepsilon}{d'^2_0} \,. \qquad [43]$$

Siccome K è indipendente dalla frequenza, può essere misurata facilmente in maniera diretta applicando al microfono una pressione statica nota, ed annullando la variazione di capacità mediante l'applicazione di una conveniente polarizzazione continua. La difficoltà della misura consiste nel fatto che la P non può superare alcuni Nw · m^{-2}, per non danneggiare il microfono, e che le variazioni di capacità da rivelare sono dell'ordine di 10^{-4} $\mu\mu$F.

La P dev'essere positiva (*aumento di pressione*), se si misura K tra la membrana e l'elettrodo ausiliario, per poter essere compensata dall'attrazione elettrostatica; invece deve essere negativa (*depressione*) se K è relativa al controelettrodo. Essa può essere generata in maniera qualsiasi, e misurata da un manometro sensibilissimo, oppure generatore e manometro possono essere riuniti in un solo apparecchio tarato.

Come manometri possono essere adoperati secondo Grützmacher e Meyer (50) quello di Töplitz a tubicini inclinati, che è però poco sensibile e poco preciso, o meglio quello di Kretz a due liquidi, o ad un liquido solo (9).

È facile costruire generatori tarati quando si osservi che il volume d'aria V racchiuso nella camera di pressione e nei tubi di collegamento (fig. 19) è piuttosto piccolo (alcune decine di centimetri cubi). Un aumento di pressione non produce perciò uno spostamento apprezzabile dell'ampia superficie A del tubo del manometro (alcune decine di centimetri quadrati). Se si versa nel braccio I del manometro un peso π noto di liquido, come suggerisce Paolini (107), il livello nel braccio II rimane sensibilmente invariato, e la pressione nel volume V aumenta della quantità nota π/A.

Il dispositivo può essere perfezionato introducendo nel braccio I del manometro, invece di un peso noto di liquido, un solido di volume noto, per esempio un'asta cilindrica graduata, di diametro e materiale tale da rendere insensibili gli effetti della capillarità. Si può anche rendere flessibile il collegamento tra i due bracci, ed innalzare il braccio I mediante una vite micrometrica. Nello stesso tempo la costanza del livello in II può essere verificata mediante un indicatore per riflessione a punta: si ha così il micromanometro Askania.

La variazione della capacità può essere rivelata nella maniera più conveniente mediante un capacimetro di Whiddington (108), costituito da due circuiti oscillatori in alta frequenza, uno dei quali ha come capacità di accordo quella del microfono. Le variazioni di capacità producono variazioni di frequenza, e quindi battimenti, che sono rivelati da uno strumento in corrente continua o da un oscillografo. Per evitare il trascinamento reciproco che ha luogo quando le due alte frequenze sono molto vicine, esse possono differire in condizioni normali di alcune centinaia di hertz, e si può fare battere questa frequenza differenziale, opportunamente rivelata, con quella di un oscillatore ausiliario. Si regola il dispositivo in modo che, in condizioni di riposo, le due frequenze acustiche (differenza delle alte frequenze e oscillazione ausiliaria) siano eguali. Ogni variazione di capacità produce allora battimenti che sono comodamente rivelati mediante un altoparlante od un telefono.

---

(9) Si veda, ad esempio: E. PERUCCA: Fisica generale e sperimentale. Vol. I - U.T.E.T., Torino, 1940, p. 393; od anche: E. OWER: On a micromanometer of high sensibility - Phil. Mag., 1930, X, p. 544.

Anche il circuito semirisonante di Riegger può essere utilizzato per rivelare variazioni statiche di capacità, misurando con un sistema differenziale le variazioni di corrente continua nel circuito anodico del tubo rivelatore. La massima sensibilità ottenibile è minore di quella del capacimetro di Whiddington, a causa della maggiore influenza che hanno le variazioni delle tensioni di alimentazione, ma si ha il vantaggio di poter eseguire con un solo apparecchio la misura di K ed il rilievo della caratteristica sensibilità-frequenza. Un tale apparecchio è da parecchi anni in uso presso l'Istituto Nazionale di Elettroacustica (fig. 18 e fig. 20) con risultati soddisfacenti; la pressione nota P può essere prodotta a scelta da un micromanometro Askania o mediante un manometro nel quale si immerga un'asta graduata.

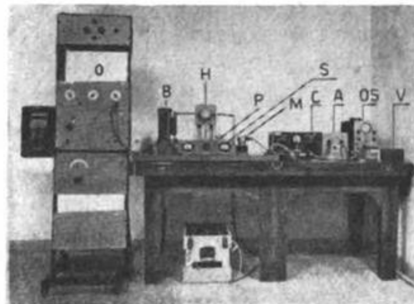


Fig. 20. — Banco di taratura per microfoni a condensatore, usato nell'Istituto Nazionale di Elettroacustica: *O* oscillatore, *B* micromanometro, *P* generatore di pressione tarato, *M* microfono, *C* capacimetro, *A* amplificatore, *OS* oscillografo, *V* voltmetro d'uscita, *H* deviatore a 4 vie, *S* strumento esterno del capacimetro.

Quando tra la membrana ed il controelettrodo è applicata una polarizzazione, il valore di K varia in seguito alla deformazione della membrana; ciò è stato confermato sperimentalmente da Paolini (107).

15. - Metodo Corbino.

Se nella polarizzazione applicata tra la membrana ed il controelettrodo il termine continuo E'_0 si annulla, e rimane solo il termine alternativo E'_M sen ωt, la pressione elettrostatica, espressa dalla [40], contiene soltanto due termini: uno continuo proporzionale a $E'^2_{1M}/2$ e l'altro di frequenza ω/π proporzionale a $-E'^2_{1M}/2$. La membrana vibra quindi con frequenza doppia di quella applicata ed i mutamenti di capacità che ne seguono dànno origine nella corrente ad una componente di frequenza tripla, com'è stato mostrato da Corbino (74). Questa terza armonica è facilmente isolabile e la sua ampiezza è direttamente proporzionale alle variazioni relative di capacità C_1/C_0 del microfono, sotto l'azione di una pressione di frequenza ω/π.

Un'analisi quantitativa approssimata ([10]) del fenomeno mostra che la terza armonica della corrente è dovuta ad una forza elettromotrice

([10]) Un'analisi esatta richiederebbe la risoluzione di un'equazione differenziale a coefficienti variabili.

fittizia $\frac{1}{2}\frac{C_1}{C_0} E'_{1M}$ sen $3\,\omega t$. Una tensione ad essa proporzionale può essere isolata mediante un circuito a ponte (fig. 21), e si può così tarare il microfono alla frequenza ω/π.

È stata anche studiata da Sacerdote (78) l'influenza di una terza armonica nella tensione di alimentazione, e di una polarizzazione continua applicata al microfono.

Il metodo di taratura descritto elimina l'uso delle alte frequenze e dell'elettrodo ausiliario, ma è di difficile uso a causa dell'estrema piccolezza della terza armonica generata. Inoltre esso non si presta all'uso di sistemi di registrazione, ma richiede per ogni misura la complicata messa a zero di un ponte e l'accordo di un analizzatore.

16. - Taratura in campo libero.

Nei precedenti metodi di taratura si è riferita la sensibilità al valore della pressione effettivamente applicata alla membrana (*taratura di pressione*). Se invece ci si riferisce alla pressione preesistente nel campo sonoro (*taratura in campo libero*) la sensibilità appare diversa:

1) per la deformazione del campo prodotta dall'introduzione del microfono;

2) per la risonanza dell'aria contenuta nella cavità anteriore formata dall'anello tenditore della membrana.

Gli effetti della diffrazione, già riscontrati da Barnes (88) e Aldridge (53), sono stati valutati quantitativamente da Ballantine (86) (87), mediante formule di Rayleigh (82) (84), solamente nel caso che il microfono abbia forma sferica e che la sua impedenza specifica sia molto maggiore di quella caratteristica dell'aria.

Il rapporto tra il valore della pressione P' agente in un punto di una superficie sferica e quella preesistente P dipende sia dal rapporto tra la lunghezza d'onda del suono ed il raggio della sfera, sia dall'angolo di incidenza.

Valori numerici del rapporto P'/P e della differenza di fase tra le due pressioni sono stati dati da Ballantine (86) (87), e più recentemente da Schwarz (100). La figura 22 (curva A) riproduce l'andamento di P'/P in funzione di $\beta a = 2\pi \frac{a}{\lambda}$ nel polo della sfera. I risultati valgono approssimativamente anche per la membrana investita normalmente dal suono.

Per microfoni di forma cilindrica è stata data una valutazione approssimata degli effetti della diffrazione, sia da Sivian e O'Neill (95), sia da Muller, Black e Davis (97). Le curve B e C della figura 22 dànno il valore di P'/P rispettivamente nel centro delle basi di un cilindro e di un cubo, per incidenza normale. Notevole è la differenza qualitativa rispetto alla curva A della stessa figura.

Nel caso di un involucro sferico il rapporto P'/P è sempre crescente e raggiunge al massimo il valore 2. Invece per un involucro cilindrico il suo valore varia tra 3 e 1. È quindi conveniente che i microfoni destinati alle misure abbiano forma sferica, per rendere meno apprezzabili le differenze tra i due sistemi di taratura.

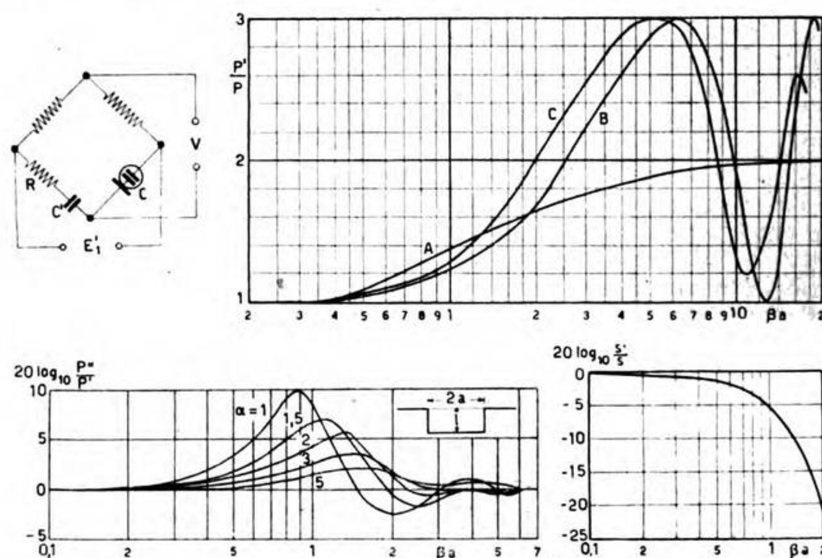


Fig. 21. — Ponte per l'isolamento della terza armonica del metodo Corbino:

$$V = \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_0} E'_{1M} \operatorname{sen} 3\,\omega t.$$

Fig. 22. — Aumento di pressione sul microfono dovuto alla diffrazione, per incidenza normale alla membrana: *A*, nel polo di una sfera; *B*, nel centro della base di un cilindro; *C*, nel centro della base di un cubo.

Fig. 23. — Aumento di pressione sulla membrana dovuto alla risonanza della cavità anteriore.

Fig. 24. — Diminuzione della sensibilità dovuta alle differenze di fase per incidenza radente.

La risonanza della cavità anteriore del microfono produce un aumento di pressione sulla membrana. La frequenza di risonanza è tanto più bassa ed il coefficiente di risonanza tanto maggiore quanto più è profonda la cavità.

Nella figura 23 è riprodotto, in base ai calcoli approssimati di Ballantine (91) e West (93), il rapporto (in termini logaritmici) tra la pressione sul fondo P'' e la pressione P' in funzione di βa per diversi valori del rapporto $\alpha = a/l$ che caratterizza la forma della cavità.

In conclusione, nel caso di incidenza normale, la sensibilità di pressione del microfono va moltiplicata per i rapporti P'/P e P''/P' per avere la sensibilità in campo libero.

Nel caso di *incidenza radente* (direzione del suono parallelo alla membrana), alle alte frequenze la pressione non ha la stessa fase in tutti i punti del microfono. Si ha perciò una nuova causa di differenze tra la taratura di pressione e quella in campo libero, i cui effetti sono stati valutati approssimatamente da Harrison e Flanders (17) che hanno trovato una diminuzione apparente della sensibilità della membrana, secondo la curva della figura 24.

17. - Confronto tra i diversi metodi di taratura.

Dato il frequente uso del microfono a condensatore nelle misure è importante avere un criterio che permetta di giudicare l'attendibilità dei differenti sistemi di taratura. Esso può essere ottenuto, com'è stato fatto da molti sperimentatori, paragonando tra di loro tarature dello stesso microfono eseguite con metodi diversi.

Wente (39) e Crandall (4) hanno confrontato i risultati ottenuti rispettivamente col termofono e con il pistofono; l'accordo è abbastanza soddisfacente, nonostante alcune incertezze nell'uso del termofono. La taratura eseguita con quest'ultimo, coincide inoltre secondo Hartmann (45) (51) (55) (56) con quella ottenuta con il metodo di compensazione, entro una frazione di decibel.

I metodi elettrostatici dànno invece, secondo Meyer (52) scarti di alcuni decibel, rispetto al disco di Rayleigh usato in un tubo risonante, mentre si accordano abbastanza bene con i risultati del termofono, come risulta dalle esperienze di Sivian (61) e di Ballantine (63): le differenze sono dell'ordine di alcune unità per cento.

Numerosi confronti sono stati eseguiti da Abbott (67) su diversi tipi di microfoni, usando per la taratura termofoni riempiti sia di aria, sia di idrogeno. I risultati sono però incerti, probabilmente a causa della non ripetibilità delle misure.

Un confronto fra i due metodi elettrostatici con e senza elettrodo ausiliario è stato eseguito da Fano (79) su diversi microfoni, con risultati tanto più soddisfacenti in quanto le condizioni di funzionamento dei microfoni e la distanza della membrana del controelettrodo sono diversi nei due metodi, com'è stato precedentemente osservato.

Più recentemente Ernsthausen (80) ha eseguito su uno stesso microfono un esauriente confronto di quattro metodi di taratura, ottenendo i seguenti risultati:

taratura con disco di Rayleigh:	s ($V \cdot Nw^{-1} \cdot m^2$)
tubo risonante su 100 Hz	$3{,}17 \cdot 10^{-2}$
tubo risonante su 300 Hz	$3{,}35 \cdot 10^{-2}$
campo libero a 100 Hz	$3{,}15 \cdot 10^{-2}$

	s $(V \cdot Nw^{-1} \cdot m^2)$
taratura con pistofono, a 100 Hz	$3{,}10 \cdot 10^{-2}$
taratura con elettrodo ausiliario, a 100 Hz	$2{,}98 \cdot 10^{-2}$
taratura elettrodinamica (a compensazione), a 100 Hz	$3{,}20 \cdot 10^{-2}$.

Gli scarti minori, sempre secondo Ernsthausen, si ottengono mediante il pistofono (errori inferiori $\pm$ 4 %); quelli maggiori mediante il disco di Rayleigh in campo libero.

A paragone con l'esattezza delle ordinarie misure acustiche l'accordo tra le misure su elencate si può ritenere molto soddisfacente.

18. - Stabilità della taratura; influenza della pressione atmosferica, della temperatura e dell'invecchiamento.

Nella cavità posteriore di quasi tutti i microfoni è praticato un canale lungo e sottile che mette in comunicazione l'aria interna con l'atmosfera in modo da compensare le lente variazioni della pressione ambiente, pur costituendo un notevole ostacolo alla propagazione del suono. Talvolta manca un vero e proprio canale, ma lo stesso effetto è prodotto da giochi della filettatura del controelettrodo, che non chiude ermeticamente la cavità interna. In alcuni tipi si ha anche una *valvola acustica*, costituita da materiali assorbenti come stoffa, fibra, e simili, per rendere ancora più difficile il passaggio del suono. In altri microfoni la compensazione della pressione è fatta mediante una membrana di gomma facilmente deformabile. In questo modo si elimina la penetrazione della polvere e dell'umidità nello spazio tra membrana e controelettrodo.

Tutti questi dispositivi rendono quasi indipendente la sensibilità del microfono dalle variazioni lente dalla pressione atmosferica. Se invece la cavità posteriore è chiusa, un aumento della pressione atmosferica avvicina la membrana al controelettrodo e ne aumenta la tensione meccanica. Si producono allora almeno tre effetti contrastanti; la sensibilità aumenta per la diminuzione di d_0, diminuisce per l'aumento di T, diminuisce per l'aumento di Z'''_s. La prevalenza della diminuzione sull'aumento, o viceversa, dipende dalle caratteristiche dei singoli microfoni.

Se la pressione esterna diminuisce, il primo e il terzo effetto cambiano di segno. Anche in questo caso non si può dire in generale quale tendenza prevalga.

Nei microfoni la cui cavità interna comunica con l'atmosfera, le variazioni di temperatura producono soltanto l'effetto di modificare la tensione della membrana, che generalmente è di un materiale diverso da quello del microfono. Invece quando la cavità posteriore è chiusa le variazioni di temperatura producono anche variazioni della pressione interna dell'aria, influenzando così indirettamente la sensibilità.

Anche se il microfono e la membrana sono costruiti con lo stesso materiale, è difficile che l'effetto dei cambiamenti di temperatura si annulli, poichè le diverse lavorazioni meccaniche dànno luogo a diversi coefficienti di dilatazione. Wente (39) ha trovato variazioni del 2 % nella

sensibilità di un microfono costruito interamente in acciaio, quando la temperatura variava da 20°C a 40°C. Con lo stesso microfono, chiudendo completamente la cavità posteriore le variazioni della sensibilità diventano circa 20 volte più grandi, dell'ordine del 2 % per grado centigrado.

In un microfono d'acciaio, con membrana di alluminio, Ballantine (63) ha trovato variazioni considerevolmente minori, intorno a 0,6 % per grado.

Oltre alla pressione atmosferica ed alla temperatura anche il tempo modifica la sensibilità del microfono, a causa dell'invecchiamento elastico della membrana, e delle piccole alterazioni inevitabili nel resto della struttura. Ricerche in proposito sono state fatte da Abbott (67) che ha riscontrato nel tempo di tre mesi variazioni casuali da 1 decibel a 3 decibel, le quali, secondo l'autore, non possono essere attribuite alla pressione od alla temperatura.

Questi scarti sembrano però eccessivi [11]: nelle ordinarie misure di laboratorio le variazioni casuali della sensibilità rientrano quasi sempre nei limiti degli errori di misura i quali sono normalmente dell'ordine di alcune unità per cento.

Ringrazio il prof. A. Giacomini, direttore dell'Istituto Nazionale di Elettroacustica, che mi ha suggerito l'argomento del presente lavoro.

Roma - Istituto Nazionale di Elettroacustica O. M. Corbino.

BIBLIOGRAFIA

Analisi del funzionamento.

(1) A. E. Dolbear: A new system of telephony - Scientific American, 18 giugno 1881, p. 388.
(2) Système microphonique à dérivations de M. Blake - Lumière Électrique, 1881, III, p. 286.
(3) E. C. Wente: A condenser transmitter as a uniformly sensitive instrument for the absolute measurement of sound intensity - Phys. Rev., 1917, X, p. 39.
(4) I. B. Crandall The air damped vibratory system: theoretical calibration of the condenser transmitter - Phys. Rev., 1918, XI, p. 449.
(5) H. Riegger: Ueber klanggetreue Schallaufnahme, Verstärkung und Wiedergabe - Z. f. techn. Phys., 1924, V, p. 577.
(6) W. H. Martin a. H. Fletcher: High quality transmission and reproduction of speech and music - J. A. I. E. E., 1924, XLIII, p. 230.
(7) H. Riegger: Zur theorie des Lautsprechers - Wiss. Veröff. Siemens-Konzern, 1924, III (2), p. 67.
(8) F. Trendelenburg: Objektive Klangaufzeichnung mittels des Kondensatormikrophons - Wiss. Veröff. Siemens-Konzern, 1924, III (2), p. 43; Z. f. techn. Phys., 1924, V, p. 236.

---

[11] Ricerche sulla stabilità della taratura in corso presso l'Istituto Nazionale di Elettroacustica, nell'estate 1943, furono interrotte dall'occupazione militare dell'Istituto. Esse sono state riprese nella nuova sede e i risultati ottenuti nei primi sei mesi di misura indicano una stabilità molto soddisfacente.

(9) H. BACKHAUS u. F. TRENDELENBURG: Ueber die Richtwirkung von Kolbenmembranen - Z. f. techn. Phys., 1926, VII, p. 630.
(10) A. J. JAKOWLEFF: Der Berechnung der akustischer Eigenschaften des Kondensatormikrophons - Z. f. H. F. Techn., 1927, XXX, p. 151.
(11) F. TRENDELENBURG: Ueber Schallfeldprobleme - Naturwissenschaften, 1927, XV, p. 297.
(12) A. J. JAKOWLEFF: Analyse einer elektrischen Schaltung für das Kondensatormikrophon - Z. f. H. F. Techn., 1928, XXXI, p. 85.
(13) F. TRENDELENBURG: Wiss. Veröff. Siemens-Konzern, 1928, VI (2), p. 184.
(14) D. A. OLIVER: An improved condenser microphone for sound pressure measurements - J. S. I., 1930, VII, p. 113.
(15) E. MEYER: Grundlegende Messungen zur Schallisolation von Einfach-Trennwänden - S. B. Preuss. Akad. Wiss., 1931, IX, p. 166.
(16) W. M. HALL: A miniature condenser transmitter for sound-field measurements - J. A. S. A., 1932, IV, p. 83.
(17) H. C. HARRISON a. P. B. FLANDERS: An efficient miniature condenser microphone system - Bell S. T. J., 1932, XI, p. 451.
(18) C. A. HARTMANN: Verzerrungen bei Mikrophonen und Lautsprechern - Z. f. techn. Phys., 1932, XIII, p. 9.
(19) H. LUEDER u. E. SPENKE: Ueber den Einfluss des Membranmaterials auf die Empfindlichkeit von Kondensatormikrophonen - E. N. T., 1934, XI, p. 20.
(20) J. B. POMEY: Le condensateur employé comme microphone - R. G. E., 1936, XXXIX, p. 720.
(21) W. ERNSTHAUSEN: Ueber die Verzerrungen des Niederfrequenz-Kondensatormikrophons - Archiv f. Elektr., 1937, XXXI, p. 487.
(22) W. GEISELER: Ein ungerichtetes Kondensatormikrophon - Funktechnik, 1938, 10, p. 317.
(23) H. IDEN: Bau eines Kondensatormikrophons - Funkschau, 1938, XI, p. 150.
(24) R. WIGAND: Kondesator-Kleinmikrophons ohne Richtwirkung - Funktechnik, 1938, 15, p. 405.
(25) E. LOEB: Ueber die subjektive Wirkung von Klangfarbenänderungen - A. Z., 1941, VI, p. 279.
(26) P. G. BORDONI: Sul moto di una membrana elastica accoppiata ad un sistema acustico - Ricerca Scientifica, 1942, XIII, p. 820.

Microfoni diversi dal tipo di Wente.

(27) Principe de la conservation de l'électricité et explication du condensateur chantant - Lumière Électrique, 1881, III, p. 396.
(28) A. L. FOLEY: Nature, 1929, CXXIII, p. 733.
(29) W. GEFFCKEN: Ein Kompensationsmikrophon sehr kleiner Dimensionierung - E. N. T., 1933, X, p. 39.
(30) G. SACERDOTE: Microfoni per ultrasuoni - A. F., 1933, II, p. 516.
(31) H. J. BRAUNMUEHL u. W. WEBER: Kapazitive Richtmikrophone - H. F. Techn. u. El. Ak., 1935, XLVI, p. 187.
(32) A. GEMANT: Recent investigations on electrets - Phil. Mag., 1935, XX, p. 929.
(33) H. SELL: Eine neue kapazitive Methode zur Umwandlung mechanischer Schwingungen in elektrische und umgekehrt - Z. f. techn. Phys., 1937, XVIII, p. 3.
(34) H. SELL: Kapazitives Verfahren mit festen Dielektrikum zur Umwandlung mechanische Schwingungen in elektrische und umgekehrt - V. D. I., 1937, LXXXI, p. 721.
(35) J. DE BOER: Sensitivity at different frequencies of a spherical model of a pressure gradient microphone - Physica, 1938, V, p. 545.
(36) F. J. WILLIG: A miniature directional condenser microphone for acoustic measurements - J. A. S. A., 1938, X, p. 85.

(37) V. JOFE: On the design of an unidirectional microphone - J. techn. Phys. (U. R. S. S.), 1939, XIII, p. 1213.
(38) M. GOSEWINKEL u. H. BAUER: Das Zweischicht-Mikrofon, ein neues Kondensator-Mikrofon für Sprachübertragung - Siemens Z., 1941, XXI, p. 53.

Taratura.

(39) E. C. WENTE: The sensitivity and precision of the electrostatic transmitter for measuring sound intensities - Phys. Rev., 1922, XIX, p. 498.
(40) E. GERLACH: Messung von Schalldruckamplituden - Wiss. Veröff. Siemens-Konzern, 1923, III (1), p. 139.
(41) L. J. SIVIAN: A telephone transmission reference system - El. Comm., 1924, III, p. 114.
(42) E. MALLET a. G. F. DUTTON: Some acoustic experiments with telephone receivers - J. I. E. E., 1925, LXIII, p. 502.
(43) F. TRENDELENBURG: Ueber eine Methode zur objectiven Lautsprecher Untersuchung - Wiss. Veröff. Siemens-Konzern, 1925, IV (2), p. 1.
(44) B. S. COHEN, A. J. ALDRIDGE a. W. WEST: The frequency characteristics of telephone systems and audiofrequency apparatus and their measurement - J. I. E. E., 1926, LXIV, p. 1023.
(45) C. A. HARTMANN: Messungen an Mikrophonen und Telephonen - E. N. T., 1926, III, p. 458.
(46) E. MEYER: Ueber die Messung von Schallfeldern - Z. f. techn. Phys., 1926, VII, p. 609.
(47) E. MEYER: Die Prüfung von Lautsprechern - E. N. T., 1926, III, p. 290.
(48) F. TRENDELENBURG: Beiträge zu Schallfeldmessungen - Wiss. Veröff. Siemens-Konzern, 1926, V (2), p. 120.
(49) J. DE GOEUR: Ann. P. T. T., 1927, XVI, p. 1009.
(50) M. GRUETZMACHER u. E. MEYER: Eine Schallregistriervorrichtung zur Aufnahme der Frequenzkurven von Telephonen und Lautsprechern - E. N. T., 1927, IV, p. 203.
(51) C. A. HARTMANN: Mikrophone für hochwertige Uebertragung - E. N. T., 1927, IV, p. 375.
(52) E. MEYER: Ueber die Messung der Geschwindigkeitsamplitude und der Druckamplitude in Schallfeldern - E. N. T., 1927, IV, p. 86.
(53) A. J. ALDRIDGE: The use of a Wente condenser transmitter to measure sound pressures in absolute terms - P. O. E. E. J., 1928, XXI, p. 223.
(54) B. S. COHEN: Apparatus standards of telephonic transmission and the technic of testing microphones and receivers - J. I. E. E., 1928, LXVI, p. 165.
(55) C. A. HARTMANN: Die Uebertragungsgüte von Mikrophonen, Telephonen und Lautsprechern, und ihre Bestimmung - Siemens Jahrb., 1928, p. 185.
(56) C. A. HARTMANN: Schalldruckmessungen an Mikrophonen, Telephonen und im freien Schallfeld - E. N. T., 1930, VII, p. 100.
(57) P. LE CORBEILLER: Gyroscopic terms in equations for electromagnetic apparatus - Ann. P. T. T., 1929, XVIII, p. 1.
(58) W. H. MARTIN u. C. H. G. GRAY: Master reference system for telephone transmission - Bell S. T. J., 1929, VIII, p. 536.
(59) E. MEYER u. P. JUST: Messung der Gesamtenergie von Schallquellen - Z. f. techn. Phys., 1929, X, p. 309.
(60) K. SCHNAUFFER: Aufzeichnung rasch verlaufender Druckvorgänge mittels des Verfahrens der halben Resonanzkurve - Luftfahrforschung, 1930, VI, p. 126.
(61) L. J. SIVIAN: Absolute calibration of condenser transmitters - Bell S. T. J., 1931, X, p. 96.
(62) W. WEST: Frequency characteristics of standard reference-type of condenser transmitter and moving-coil receiver - P. O. E. E. J., 1931, XXIV, p. 27.

(63) S. BALLANTINE: Technique of microphone calibration - J. A. S. A., 1932, III, p. 319.
(64) H. R. HARBOTTLE: Some acoustic and telephone measurements - J. I. E. E., 1932, LXXI, p. 605.
(65) W. LANGE: Ueber eine Eichmethode des Kondensatormikrophons mit periodisch veränderlicher Ersatzkapazität - H. F. Techn. u. El. Ak., 1932, XXXIX, p. 133.
(66) G. SACERDOTE: Metodi elettrici per la misura di pressioni e di spostamenti - A. F., 1932, I, p. 16.
(67) E. J. ABBOTT: Calibration of condenser microphones for soundmeters - J. A. S. A., 1933, IV, p. 235.
(68) W. GEFFCKEN u. L. KEIBS: Untersuchungen über akustische Schwellenwerte - Ann. der Phys., 1933, XVI, p. 404.
(69) H. LUEDER u. E. SPENKE: Ueber die Ersatzquellenmethode zur Bestimmung der Empfindlichkeit von Elektroakustischen Empfängern - E. N. T., 1933, X, p. 99.
(70) R. GATTI: Tarature di microfoni - A. F., 1934, II, p. 281.
(71) M. KLUGE: Absolute Schallmessung - A. T. M., 1934, 36, p. T 120 (V 53-1).
(72) W. LANGE: Ueber die Wirkung kapazitiver Einstreuungen bei elektrostatischen Mikrophoneichungen - H. F. Techn. u. El. Ak., 1934, XLIII, p. 56.
(73) A. C. BERNINI: Metodi e dispositivi per misure di energia sonora - L'Elettrot., 1935, XXII, p. 42.
(74) O. M. CORBINO: Un metodo di taratura del microfono elettrostatico fondato sul suo comportamento rispetto a una forza elettromotrice alternata - Ricerca Scientifica, 1936, VII-II, p. 491.
(75) J. DE BOER: Mesures absolue de pression acoustique - Rev. techn. Philips, 1936, I, p. 78.
(76) SUBCOMMITTEE ON FUNDAMENTAL SOUND MEASUREMENTS: The calibration of mikrophones - J. A. S. A., 1936, VII, p. 300.
(77) V. THORSEN: Ein neues Verfahren zur Eichung eines Kondensatormikrophons - Z. f. Phys., 1936, CI, p. 578.
(78) G. SACERDOTE: Il metodo Corbino per la taratura dei microfoni a condensatore - Ricerca Scientifica, 1937, VIII-II, p. 174.
(79) E. FANO: Apparecchiatura per tarature di microfoni elettrostatici - A. F., 1938, VII, p. 486.
(80) W. ERNSTHAUSEN: Absoluteichung von Mikrophonen - A. Z., 1939, IV, p. 13.
(81) O. MUELLER: Elektrische Druckmessung Schaltungen zur kapazitiven Druckmessung - A. T. M., 1940, 103, p. T3 (V 132).

Diffrazione.

(82) LORD RAYLEIGH (J. W. STRUTT): Investigation of the disturbance produced by a spherical obstacle on the waves of sound - Proc. London Math. Soc., 1873, IV, p. 253.
(83) G. W. STEWART: The acoustic shadow of a rigid sphere, with certain applications in architectural acoustics and audition - Phys. Rev., 1911, XXXIII, p. 467.
(84) LORD RAYLEIGH (J. W. STRUTT): On the bending of waves round a spherical obstacle - Scientific Papers, University Press, Cambridge, 1912, V, p. 140.
(85) LORD RAYLEIGH (J. W. STRUTT): On the acoustic shadow of a sphere - Scientific Papers, University Press, Cambridge, 1912, V, p. 149.
(86) S. BALLANTINE: Effect of diffraction around the microphone in sound measurements - Phys. Rev., 1928, XXXII, p. 988.
(87) S. BALLANTINE: Note on the effect of reflection by the microphone in sound measurements - Proc. I. R. E., 1928, XVI, p. 1639.
(88) E. J. BARNES: Proc. Wir. Sec. I. E. E., 1928, III, p. 59.

(89) B. A. G. CHURCHER a. A. J. KING: The analysis and measurement of the noise emitted by machinery - J. I. E. E., 1930, LXVIII, p. 97.
(90) W. WEST: A measurement of the sound pressures on an obstacle - J. I. E. E., 1929, LXVII p. 1137.
(91) S. BALLANTINE: Effect of cavity resonance on the frequency response characteristic of the condenser microphone - Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 1206.
(92) K. F. HERZFELD: Scattering of sound waves by small elastic spheres - Phil. Mag., 1930, IX, p. 741.
(93) W. WEST: Pressure on the diaphragm of a condenser transmitter - Proc. Wir. Sec. I. E. E., 1930, V, p. 145.
(94) W. WEST: The pressures on the diaphragm of a condenser transmitter in a simple sound field - J. I. E. E., 1930, LXVIII, p. 441.
(95) L. J. SIVIAN a. H. T. O' NEIL: On sound diffraction caused by rigid circular plate, square plate and semi-infinite screen - J. A. S. A., 1932, III, p. 483.
(96) G. VON BÉKÉSY: Ueber den Einfluss der durch den Kopf und den Gehörgang bewirkten Schallfeldverzerrungen auf die Hörschwelle - Ann. der Phys., 1932, XIV, p. 51.
(97) G. G. MULLER, R. BLACK a. T. E. DAVIS: The diffraction produced by cylindrical and cubical obstacles and by circular and square plates - J. A. S. A., 1938, X, p. 6.
(98) H. STENZEL: Ueber die von einer starren Kugel hervorgerufene Störung des Schallfeldes - E. N. T., 1938, XV, p. 71.
(99) F. E. FOX: Sound pressure on spheres - J. A. S. A., 1940, XII, p. 147.
(100) L. SCHWARZ: Zur Theorie der Beugung einer Schallwelle an der Kugel - A. Z., 1943, VIII, p. 91.

Articoli riassuntivi.

(101) A. H. REEVES: A solution of the problem of the broadcasting microphone - El. Comm., 1928, VII, p. 258.
(102) F. TRENDELENBURG: Z. f. H. F. Techn., 1926, XXVIII, p. 54 e 84.
(103) G. GREEN: On the condenser telephone - Phil. Mag., 1926, II, p. 497.
(104) W. C. JONES: Condenser and carbon microphones - Their construction and use - Bell S. T. J., 1931, X, p. 46; J. S. M. P. E., 1931, XVI, p. 3.
(105) K. KOBAYASI: Condenser microphones - Rep. Radio Res. Japan, 1933, III, p. 195.
(106) L. LINDER: Kondensatoren für die Rundfunk-Empfangstechnik mit besonderer Berücksichtigung der Elektrolyt-Kondensatoren - H. F. Techn. u. El., Ak., 1936, XLVII, p. 64.
(107) E. PAOLINI: Criteri di progetto e di taratura dei microfoni elettrostatici - A. F., 1939, VIII, p. 219.

Articoli vari.

(108) R. WHIDDINGTON: The ultra-micrometer - Phil. Mag., 1920, XL, p. 634; Engineering, 1920, CX, p. 384.
(109) J. J. DOWLING: The recording ultra-micrometer - Engineering, 1921, CXII, p. 395.
(110) M. GRUETZMACHER: Der Fernsprecheichkreis des CCI - E. N. T., 1927, IV, p. 227.
(111) G. GUSTAFSSON: Ein verbessertes Ultramikrometers nach Dowling - Ann. der Phys., 1935, XXII, p. 507.
(112) R. ROGERS a. F. J. WILLIG: Pressures of sound waves measured by a condenser microphone and oscilloscope for continuously varying frequency - J. A. S. A., 1938, IX, p. 271.

(113) A. MARTIN u. B. JADEN: Schnellschreibende Einrichtung zur Untersuchung elektroakustischer Geräte - V. N. T. Siemens, 1939, IX (2), p. 89.
(114) R. BERG: Ein Kondensatormikrophon für akustische Messungen - Norske Vidensk. Selsk. Forhandl., 1940, XIII, p. 203.
(115) A. GIGLI: Metodi elettrostatici per la misura di spostamenti forze e pressioni - A. F., 1941, X, p. 516.
(116) G. VON BÉKÉSY: Ueber die Messung der Schwingungsamplitude der Gehörknöchelchen mittels einer kapazitiven Sonde - A. Z., 1941, VI, p. 1.
(117) P. G. BORDONI: Influenza della pressione atmosferica sulle impedenze acustiche dovute alla viscosità - Ricerca Scientifica, 1945, XV, p. 415.

Libri.

(118) I. B. CRANDALL: Theory of vibrating systems and sound - MacMillan, London, 1927, p. 20.
(119) A. B. WOOD: A Textbook of sound - G. Bell a. Sons, London, 1930, p. 395.
(120) L. E. C. HUGHES: Elements of engineering acoustics - E. Benn, London, 1933, p. 86.
(121) H. F. OLSON a. F. MASSA: Applied acoustics - P. Blakiston's Son, Philadelphia, 1934, p. 218.
(122) W. WIEN u. F. HARMS: Handbuch der Experimentalphysik. Band XVII, 2. Teil: E. WAETZMANN: Technische Akustik - Akademische Verlaggesellschaft, Leipzig, 1934, p. 82 e 185.
(123) E. G. RICHARDSON: Sound - E. Arnold, London, 1935, p. 135.
(124) H. J. VON BRAUNMUEHL u. W. WEBER: Einführung in die angewandte Akustik - S. Hirzel, Leipzig, 1936.
(125) N. W. MCLACHLAN: The new acoustics - University Press, London, 1936, p. 39.
(126) P. M. MORSE: Vibration and sound - McGraw-Hill, New York, 1936, p. 162.
(127) C. CRESCINI: Principii fondamentali di elettroacustica teorica ed applicata - U. Hoepli, Milano, 1939, p. 216.
(128) F. TRENDELENBURG: Einführung in die Akustik - J. Springer, Berlin, 1939, p. 189.
(129) G. KRALL: Meccanica tecnica delle vibrazioni. Vol. II - N. Zanichelli, Bologna, 1940, p. 382.
(130) H. HECHT: Die elektroakustischen Wandler - J. A. Barth, Leipzig, 1941, p. 185.

RECENTI SVILUPPI DEI RADIOAPPARATI PER L'ASSISTENZA AL VOLO

LUCIO VALLESE

Sulla base delle comunicazioni presentate alla conferenza internazionale, svoltasi a Londra nel marzo, vengono passati in rassegna i più importanti fra i dispositivi per l'assistenza al volo, che hanno trovato attuazione durante la guerra. Sono descritti gli apparati con rilevamento a bordo (Consol, Decca, P. O. P. I., Loran, Gee, radiosentieri, localizzatori di pista e di traiettoria di discesa, S. C. S. 51, Eureka, B. A. B. S., Canadese) e gli apparati con rilevamento a terra (P. P. I., G. C. A.).

1. - Nel marzo di quest'anno ha avuto luogo a Londra una conferenza internazionale per la diffusione e per il coordinamento dei numerosi mezzi di assistenza al volo, sviluppati nel corso della guerra. Sono stati resi noti molti dei risultati tecnici conseguiti in tale campo.

Il grande aumento del traffico aereo, che in alcuni aeroporti raggiunge la densità di 500 velivoli al giorno, ha reso necessaria l'instaurazione di un servizio di disciplinamento, sia riguardo alle rotte seguite, sia riguardo all'atterraggio, per evitare confusioni, ritardi, scontri, ingorghi del traffico.

I requisiti che si richiedono alle apparecchiature per radioassistenza sono: leggerezza, compattezza, semplicità e sicurezza di funzionamento, piccolo consumo. Ad essi è stato possibile avvicinarsi utilizzando, fra l'altro, la tecnica degli impulsi e quella dei radiolocalizzatori in genere.

La radioassistenza può essere esplicata o mediante rilevamenti eseguiti direttamente a bordo dei velivoli — con apparati che dànno indicazione della rotta, della posizione, della direzione, della distanza — o mediante rilevamenti eseguiti a terra con apparati di controllo aeroportuale e ritrasmessi per via radio ai velivoli.

Sistemi con rilevamento a bordo.

2. - Per il rilevamento simultaneo della rotta e della posizione sono stati sviluppati sistemi ad onde continue (Consol, Decca, P. O. P. I.) tutti ad onde medie, e sistemi ad impulsi (Loran, Gee) ad onde lunghe, medie o corte. La determinazione del « punto » si basa in essi sull'intersezione di due « linee di posizione » che vengono rilevate separatamente. Quando tali rilevamenti non sono fatti contemporaneamente, la deter-

minazione richiede il « trasporto » della prima linea di posizione, con i procedimenti nautici ben noti.

a) *Consol.* — È derivato dal sistema tedesco « Sonne » e utilizza, a terra, un radiofaro costituito da tre antenne allineate, distanziate di circa 3 km l'una dall'altra ed alimentate da un unico trasmettitore ad onde medie (200 ÷ 500 kHz), continue, con una potenza totale di 1,5 ÷ 2 kW; a bordo, un normale ricevitore ad onde medie, senza regolazione automatica di sensibilità, munito di antenna a telaio radiogoniometrico. Il diagramma d'irradiazione del radiofaro risulta dalla sovrapposizione di due sistemi di lobi (fig. 1) modulati rispettivamente con punti e linee complementari. In una generica posizione angolare, secondo la prevalenza della intensità dell'uno o dell'altro sistema di lobi, il segnale ricevuto risulta quindi costituito da punti, da linee o anche da una nota continua; quest'ultima eventualità (equisegnale) si presenta lungo le linee di intersezione dei due grafici a lobi.

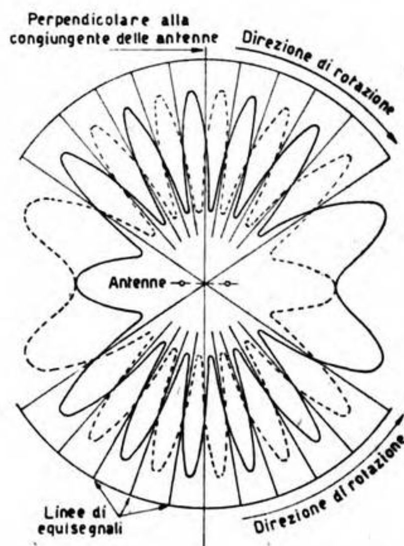


Fig. 1. - Diagramma d'irradiazione del sistema Consol.

Osservando il diagramma polare si vede che esso copre approssimativamente due settori di 120° ciascuno, suddivisi in settori parziali di circa 30° di apertura, distinti a loro volta, mediante le linee di equisegnale, in zone di modulazione a punti e zone di modulazione a linee.

I due sistemi di lobi non sono fissi, ma si muovono lentamente intorno al radiofaro in modo che, dopo circa 1 minuto, ogni settore parziale si trova ad occupare la posizione originaria del settore contiguo. Durante tale ciclo il radiofaro emette per i primi 30 s un segnale continuo preceduto dal nominativo e per i rimanenti, durante i quali avviene la rotazione dei lobi, emette segnali modulati a punti e linee complementari in numero di 60 caratteri in tutto. A bordo di un velivolo che si trovi nel raggio d'azione del Consol si riceve quindi un segnale cangiante gradatamente da punti a linee o viceversa, passando per l'equisegnale, ma il numero dei caratteri uditi prima o dopo di quest'ultimo è diverso secondo la posizione angolare del velivolo stesso nell'interno del settore parziale. Contando tale numero si ha modo di determinare la posizione angolare nell'interno del settore. Se poi quest'ultimo non fosse esso stesso già individuato, si può procedere agevolmente alla sua determinazione con

una misura radiogoniometrica (la precisione richiesta per tale misura è soltanto di ± 10°). Mediante il riferimento a due radiofari Consol si può dedurre il « punto ».

L'errore di rilevamento di giorno varia da ± 1°/4 a ± 1°/2, mentre di notte può raggiungere anche 4° in dipendenza dei riflessi ionosferici e della distanza. La portata in regioni con basso livello di disturbo

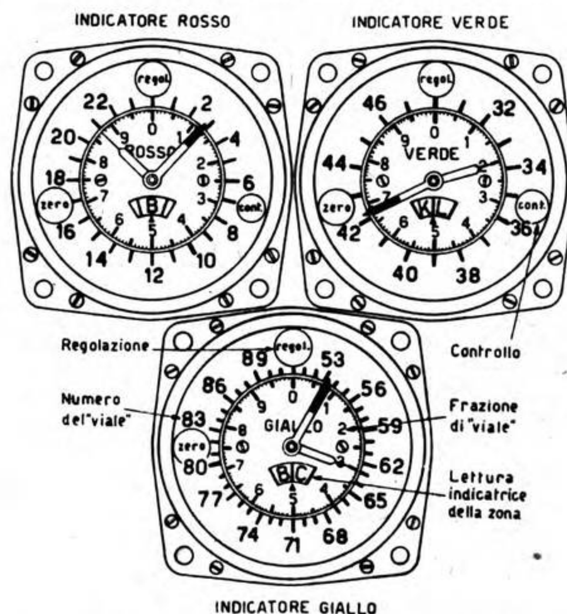


Fig. 2. — Quadro dell'impianto ricevente di un Decca con quattro antenne trasmittenti.

atmosferico raggiunge 1500 km su terra e 2500 km su mare. Dato che il canale di frequenza richiesto è stretto (< 2 kHz), l'influenza dei disturbi risulta limitata, essendo essa proporzionale alla radice quadrata della larghezza di banda del ricevitore. Vantaggi del Consol sono, da un lato, la buona approssimazione e la semplicità dei rilevamenti, dall'altro, la versatilità e la semplicità delle apparecchiature richieste.

b) *Decca*. — È basato sul principio della navigazione iperbolica ed è già stato descritto in queste colonne (¹). Si può aggiungere che la zona utile di copertura di una coppia di stazioni è rappresentata da due settori simmetrici rispetto alla linea base, di ampiezza pari a circa 140°. Per eliminare l'ambiguità derivante dal fatto, che ciascuna iperbole di una famiglia taglia di regola in due punti distinti ciascuna iperbole

(¹) A. F., 1946, XV, p. 131.

dell'altra, si può completare l'impianto trasmittente con una quarta stazione, così da riferirsi non più a due, bensì a tre famiglie di iperboli. A ciascuna famiglia è attribuito un colore caratteristico (rosso, verde, giallo) e a ciascuna delle iperboli equifasi è assegnato un numero d'ordine. Per esempio, nel caso della figura 2, il fascio rosso comprende le iperboli

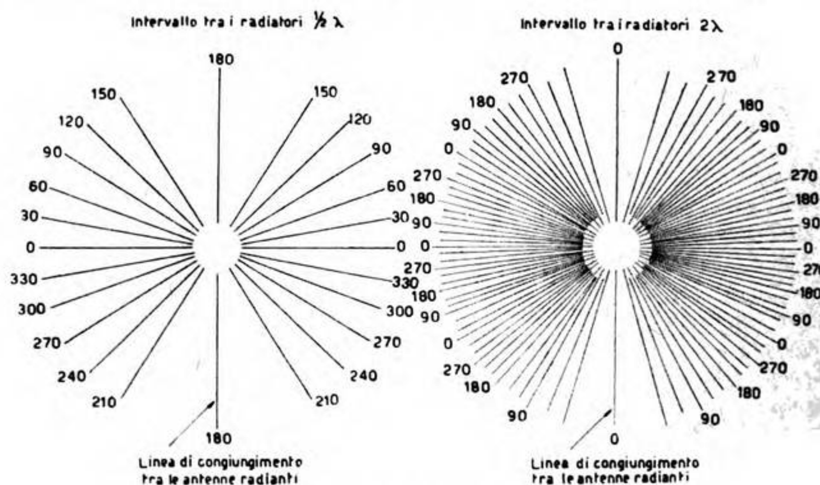


Fig. 3. — Diagramma di fase del sistema P. O. P. I.

equifasi da 0 a 24, quello verde le iperboli da 30 a 48 e quello giallo le iperboli da 50 a 92. Gl'indici che scorrono sui tre quadranti dell'apparecchio ricevente, riprodotti in figura 2, sono comandati da ciascun indicatore di fase (²); l'indice più lungo individua il « viale » compreso fra due date iperboli equifasi, in cui l'apparecchio si trova, l'indice più corto la frazione di viale, che permette l'interpolazione fra codeste due iperboli. Ben s'intende, che ciascuno dei tre indicatori di fase dev'essere regolato inizialmente, in modo che le indicazioni corrispondano ai tre viali in cui si trova il punto di partenza; e che la ricezione dev'essere ininterrotta per tutta la durata della navigazione.

Vantaggi del Decca sono la facilità d'interpretazione e di uso, la rappresentazione diretta del rilevamento, il piccolo ingombro degli apparati di bordo; svantaggi, per contro, la necessità della ricezione ininterrotta dei segnali, la bassa frequenza di funzionamento, gli errori di propagazione, accentuati dal fatto che le trasmissioni hanno luogo su frequenze differenti.

c) *P. O. P. I.* (*Post Office Position Indicator*). — È basato anch'esso sul principio della navigazione iperbolica e, come il Decca, sulla misura

(²) Loc. cit. nota (¹), figura 2.

delle differenze di distanza attraverso la misura delle differenze di fase. Le antenne di ciascuna coppia irradiano però sulla stessa frequenza e con la medesima fase, e sono alimentate alternativamente ogni 1/5 di secondo da un unico trasmettitore ad onde medie. Di regola la distanza fra le antenne si fa di poche lunghezze d'onda, sicchè il diagramma che ne risulta è costituito da iperboli praticamente assimilabili per la maggior parte a linee rette radiali (fig. 3); si deve notare che l'esattezza del sistema, per un dato errore nella misura di fase, è tanto maggiore quanto maggiore è la distanza fra le antenne di ciascuna coppia.

La misura della differenza di fase viene effettuata a bassa frequenza, dopo aver fatto battere il segnale ricevuto con un'onda poco differente da quella di lavoro ed irradiata da una terza antenna situata a metà distanza fra le altre due. Con una sola coppia di antenne s'individua una « linea di posizione » (nel caso di eventuale ambiguità si fa in più ricorso ad una misura radiogoniometrica); per avere il « punto » si deve ricorrere a tre antenne radianti principali, poste ai vertici di un triangolo equilatero, oltre alle antenne irradianti il segnale eterodina.

L'attrezzatura di terra del P. O. P. I. è alquanto complessa per l'ottenimento dell'onda eterodina dell'antenna centrale e per la manipolazione e la sincronizzazione delle fasi delle antenne esterne. L'attrezzatura di bordo è invece molto semplice, e si riduce ad un normale ricevitore ad onde medie munito di telaio radiogoniometrico e di fasometro misuratore di uscita.

d) *Loran* (*Long Range Navigation Aid*). — È anch'esso basato sul principio della navigazione iperbolica, ma la misura della differenza di distanza si effettua in base a quella della differenza dei tempi di propagazione. Le trasmissioni hanno luogo ad impulsi, con cadenza determinata, e la misura si esegue secondo la tecnica sviluppata per i radiolocalizzatori. Anche il Loran è già stato descritto in queste colonne [3].

Vantaggi di esso sono l'alta precisione del rilevamento e la estesa portata, svantaggi la complessità e la difficoltà di messa in funzione, che ne inibiscono l'uso diretto al pilota e rendono necessaria la presenza di uno specialista a bordo.

e) *Gee.* — È una versione del Loran ad onde corte (20 ÷ 90 MHz), in cui però le cadenze delle due serie di impulsi sono coincidenti, questi ultimi essendo distinti per un differente ritardo rispetto alla stazione principale. A differenza del Loran, le misure relative alle due coppie di stazioni vengono effettuate contemporaneamente, utilizzando oscillografi a due assi dei tempi (fig. 4) sui quali vengono misurate separatamente le due distanze.

Le portate raggiunte sono più limitate che nel Loran e, nel caso in cui siano adoperate onde metriche, non superano il campo di visibilità ottica (500 km per velivoli a 3000 m di quota). La precisione di determinazione delle distanze si aggira sull'ordine di 150 m.

---

(3) A. F., 1946, XV, p. 48.

3. - Quando interessa soltanto il rilevamento della rotta, e non quello della posizione, si può ancora far ricorso ai sistemi precedenti, limitandosi a rilevare una « linea di posizione ». Sotto tale aspetto sono particolarmente vantaggiosi il Consol, il P. O. P. I. e il Gee che consentono di ottenere rotte praticamente rettilinee e radiali per un tratto esteso (nel caso del P. O. P. I. e del Gee ciò si consegue disponendo le antenne della coppia irradiante a distanze di poche lunghezze d'onda fra loro); si sta attualmente studiando un metodo semplice d'indicazione della linea di posizione nel caso del Decca.

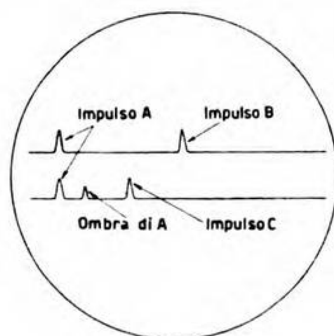


Fig. 4. — Segnali sull'indicatore del sistema Gee.

Ma per lo scopo ora detto è più semplice usare altri apparati, denominati « radiosentieri » (*Radio Ranges*), che con le loro emissioni determinano radiorotte ben definite. Essi, che erano già adoperati estesamente in America prima della guerra, consistono in un trasmettitore ad onde medie (300 kHz), continue, che alimenta con fasi opportune due radiofari direzionali, manipolandoli rispettivamente in *N* e *A* (lettere complementari dell'alfabeto Morse). In corrispondenza delle intersezioni dei due diagrammi d'irradiazione si ha un segnale uniforme il quale serve da guida per la rotta relativa; spostandosi a sinistra o a destra della linea di equisegnale il pilota avverte la modulazione telegrafica. La stabilità delle rotte così individuate dipende dalla costanza delle relazioni di fase e di ampiezza delle correnti nei due radiofari; il numero massimo delle rotte prefissate è quattro (bracci del radiosentiero) (4).

Recentemente è stato sviluppato un radiosentiero ad onde ultracorte capace di prestabilire e di utilizzare qualsiasi rotta radiale. Esso consiste in un radiofaro irradiante due onde continue della stessa frequenza, una — non modulata — in una direzione radiale rotante con velocità angolare uniforme corrispondente a circa 50 giri/sec ed una — modulata in frequenza mediante una tensione di pulsazione pari alla suddetta velocità angolare (frequenza circa 50 Hz) e in rapporto di fase predeterminato con essa — in direzione circolare. Un velivolo, posto entro la portata del radiofaro, riceve entrambi i segnali, modulati il primo in ampiezza e il secondo in frequenza; dopo la rivelazione si hanno quindi due tensioni isofrequenziali a bassa frequenza (50 Hz), una di fase dipendente dalla posizione del velivolo rispetto al radiofaro e l'altra costante. La differenza di fase fra esse, che è misurabile con un fasometro, è funzione del rilevamento angolare del velivolo rispetto al radiofaro. Per seguire una

(4) Per una descrizione dei radiosentieri si veda: G. MONTEFINALE: Radiofari per navigazione marittima ed aerea - A. F., 1934, III, p. 673.

data rotta radiale basta regolare il volo in modo che l'indice dello strumento resti su una indicazione costante. La precisione ottenibile è dell'ordine di ± 1°,5, l'attrezzatura così a terra come a bordo è molto semplice e si presta ad essere utilizzata anche per altri scopi (ad esempio per comunicazioni simultanee in radiotelefonia).

Simili ai sistemi precedenti nella concezione e nell'attuazione sono i localizzatori di pista e di traiettoria di discesa. Prima della guerra era noto il sistema Lorenz che consisteva in un radiofaro (antenna verticale con due riflettori laterali commutati ritmicamente fra loro) irradiante due onde isofrequenziali su 30 MHz, secondo due diagrammi parzialmente sovrapposti, e modulate rispettivamente con punti e linee. In corrispondenza dell'intersezione dei due diagrammi si aveva un segnale uniforme, che veniva riportato direttamente alla cuffia del pilota per guidarlo nella ricerca della pista di atterraggio.

Il sistema moderno SCS 51, basato su principio analogo, funziona con onde ultracorte (100 MHz) ed effettua la modulazione delle due irradiazioni componenti (fig. 5) con tensioni sinusoidali a frequenza 90 e 150 Hz rispettivamente, anzichè con segnali telegrafici. Il ricevitore di bordo rettifica separatamente le due componenti e le applica ad uno strumento divisore a bobine incrociate, il cui indice si mantiene su una data graduazione finchè il rapporto fra le due componenti rimane costante.

Al localizzatore di pista SCS 51 si accompagna in generale un apparato di struttura analoga, che assicura al velivolo una guida verticale nella traiettoria di discesa. Il trasmettitore viene disposto da un lato della pista di atterraggio ed il suo diagramma di radiazione è diretto in modo che il settore di equisegnale presenti orientamento di data ampiezza rispetto alla verticale e permetta d'individuare un «piano» di discesa; la misura del rapporto delle due componenti a 90 e 150 Hz si esegue con lo stesso strumento dell'SCS 51, munito all'uopo di un secondo equipaggio mobile e di un secondo indice. L'orientamento nel piano verticale della traiettoria di discesa può essere regolato, agendo sulle antenne trasmittenti, ad un angolo qualsiasi compreso fra 2°,5 e 5°.

4. - Alcuni apparati di radioassistenza forniscono, invece della rotta e della posizione, la prua e la distanza del velivolo. Essi sono basati sulla tecnica dei radiolocalizzatori a risposta e sono stati sviluppati in tre tipi fondamentali, Eureka, B. A. B. S. e Canadese, i quali si differenziano fra loro per il tipo di radiofaro terrestre, per la lunghezza d'onda e per il sistema indicatore.

Nel tipo Eureka si ha un radiofaro al suolo del tipo a risposta, il quale riceve dal radartrasmettitore di bordo una successione continua di impulsi a cadenza determinata (circa 250 Hz) ed irradia omnidirezionalmente una successione continua di eco-impulsi aventi la stessa cadenza, ma frequenza differente (200 MHz); non è infatti possibile, a bordo, trasmettere e ricevere sulla stessa frequenza, perchè gli echi dal suolo maschererebbero a breve distanza i segnali del radiofaro. L'attrezzatura

di bordo consiste di un trasmettitore « radar » (denominato « Rebecca ») con antenna omnidirezionale, sistemata verticalmente nella parte superiore o inferiore della fusoliera, e di un ricevitore ed indicatore oscillografico con antenna direzionale costituita da due elementi posti lateral-

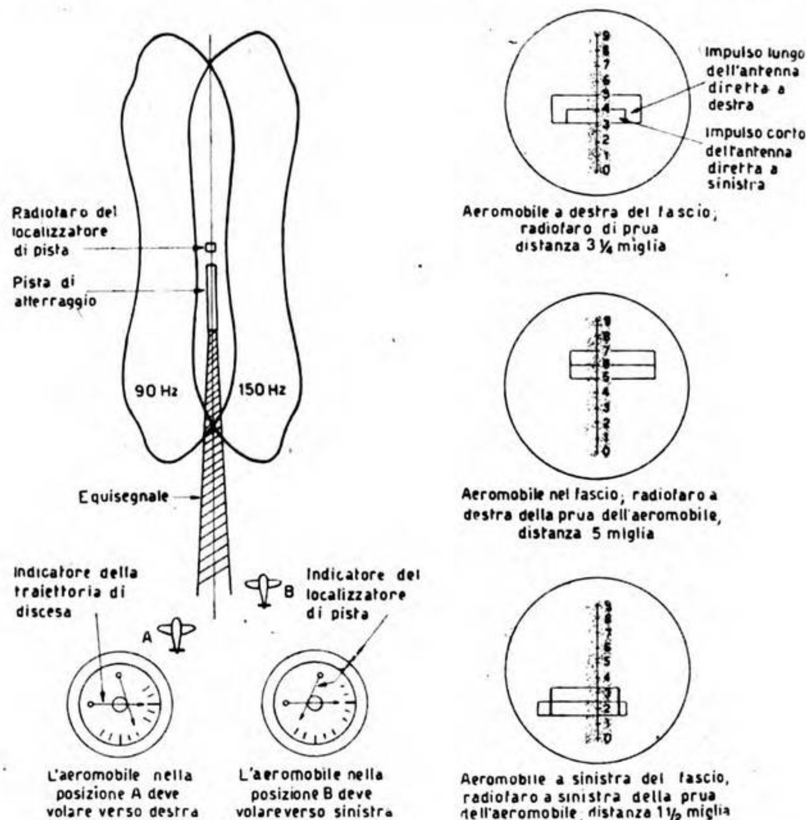


Fig. 5. — Localizzatore di pista con onde ultracorte.

Fig. 6. — Indicazioni sul tubo a raggi catodici del sistema B.A.B.S.

mente alle estremità delle ali. Questi ultimi vengono collegati alternativamente, con ritmo di 20 ÷ 25 volte al secondo, al ricevitore, e dànno sull'oscillografo segnali di sensi opposti e di ampiezza dipendente dall'orientazione del velivolo rispetto al radiofaro al suolo. Infatti tali segnali presentano ampiezze uguali soltanto se la prua del velivolo è diretta verso il radiofaro. Dalla indicazione oscillografica è quindi possibile dedurre non solamente la distanza, ma anche l'orientazione, ed avere un elemento di riferimento per la guida.

La portata di un radiofaro Eureka si aggira sui 25 ÷ 100 km, in dipendenza della quota; non si hanno dati esaurienti sull'ordine di grandezza della precisione raggiungibile. La capacità di smistamento di un singolo radiofaro è limitata di solito a 50 ÷ 100 velivoli contemporaneamente; ne segue che, nelle zone di alta densità di traffico, si deve ricorrere a più radiofari e disporre che ognuno di essi entri in funzione soltanto se direttamente chiamato. Quest'ultimo problema si risolve adottando i canali di frequenza, i quali servono pure come mezzo di identificazione del radiofaro.

Nel sistema B. A. B. S. (*Beam Approach Beacon System*) il radiofaro al suolo irradia direzionalmente; a tal fine esso consta di un risonatore rettangolare a cavità (su circa 200 MHz) fornito di due finestre a mezza onda, tagliate orizzontalmente in corrispondenza degli spigoli frontali, ed eccitato da una sonda verticale. Dalle due finestre vengono irradiati alternativamente, con ritmo di circa otto volte al secondo, due fasci polarizzati verticalmente e parzialmente sovrapposti. Ne segue che, se il velivolo interrogante non si trova nella direzione della linea centrale, i segnali alternativamente ricevuti risultano di differente grandezza sull'oscillografo e dànno in tal modo un mezzo per correggere la guida di volo; per permettere la distinzione fra loro, i segnali stessi sono di durate diverse (5 e 12 μs rispettivamente) (fig. 6). Il B. A. B. S. ha portata inferiore a quella dell'Eureka, ma è di funzionamento più sicuro, poichè non presenta false traiettorie di discesa, tremolamenti del fascio, interferenze ed altri difetti, e consente una lettura più chiara.

Il sistema Canadese, non ancora entrato nell'uso pratico, è stato studiato allo scopo di ottenere l'indicazione su uno strumento invece che su un tubo oscillografico. A tale scopo, anzichè confrontare le ampiezze di segnali ricevuti da antenne direzionali commutate fra loro alternativamente, si misura la diminuzione di distanza del velivolo dal radiofaro a risposta adoperando, probabilmente, impulsi interroganti modulati in frequenza. La variazione di distanza risulta massima quando il velivolo avanza in direzione del radiofaro, laddove è nulla su un'orbita circolare. Il metodo adottato dal sistema Canadese ha il vantaggio di permettere al velivolo di disporsi direttamente su una rotta diritta, invece che su una curva come avviene con i metodi di correzione della prua. Il sistema Canadese ha portata di circa 150 km, precisione buona, attrezzatura di bordo semplice (ad esempio vi è una sola antenna in quarto d'onda, trasmittente e ricevente, senza apparato di commutazione).

Sistemi con rilevamento a terra.

5. - Le apparecchiature per il rilevamento a terra sono ordinariamente riservate agli aeroporti di grande traffico e sono basate essenzialmente sui sistemi P. P. I. (*Plan Position Indicator*) sviluppati dalla tecnica dei radiolocalizzatori. Esse permettono di avere sullo schermo di un tubo a raggi catodici, con i noti dispositivi, un quadro d'insieme della dislocazione dei velivoli nello spazio aereo dell'aeroporto. Sono

costituiti da trasmettitori ad onde centimetriche con antenne direzionali a fascio ristretto in senso orizzontale (circa 3°) e molto ampio in senso verticale (fino a 60°), le quali sono messe in movimento in modo da esplorare tutto lo spazio interessato.

Il P. P. I. costituisce un mezzo di osservazione e di controllo, ma, in caso di avaria del sistema di atterraggio strumentale, può anche funzionare da mezzo di riserva per guidare per via radio il velivolo fino a terra. Sono stati studiati sistemi speciali per l'identificazione dei velivoli rilevati, basati sul principio dei « radar » a risposta.

Le apparecchiature P. P. I. possono essere adoperate anche come radiosentieri, per il fatto che i fasci da esse emessi sono molto stretti. In questo caso occorre tuttavia che esse siano completate con un dispositivo capace di dare al velivolo un'indicazione dell'angolo azimutale del fascio su di esso incidente, rispetto ad un azimut di riferimento. Per tale dispositivo sono state proposte tre soluzioni:

a) La stazione al suolo emette un impulso omnidirezionale nell'istante in cui il fascio rotante passa per il nord; il rilevamento del velivolo resta pertanto determinato dall'intervallo di tempo fra la ricezione di questo impulso e quella del fascio.

b) La cadenza degli impulsi emessi dalla stazione a terra si fa variare in funzione della posizione angolare del fascio. A bordo del velivolo il rilevamento si effettua in base ad una misura di frequenza.

c) La stazione al suolo trasmette coppie di impulsi, invece di un impulso solo, e l'intervallo fra di essi viene variato in dipendenza della posizione angolare del fascio. A bordo il rilevamento viene dedotto in base alla misura di tale intervallo.

Per evitare che le indicazioni di bordo possano essere falsate da impulsi riflessi, si è proposto di far trasmettere dalla stazione a terra, contemporaneamente con l'emissione del fascio, un impulso omnidirezionale il quale viene adoperato per bloccare il ricevitore di bordo dopo un brevissimo intervallo di tempo, sufficiente per ricevere gli impulsi provenienti direttamente dalla stazione a terra, ma tale da escludere quelli riflessi.

Sotto il nome di G. C. A. (*Ground Controlled Approach*) (5) viene indicato un complesso di guida aeroportuale per la « discesa parlata », che utilizza misure radiogoniometriche, collegamenti radiotelefonici fra terra e bordo, apparati P. P. I. di rilevamento approssimato e di rilevamento di precisione. Esso consente all'osservatore a terra di seguire la rotta del velivolo, regolando automaticamente l'elevazione del fascio esploratore, e di comunicare al pilota periodicamente i dati di volo (prua da seguire, velocità di discesa, distanza dalla pista, e simili). L'attrezzatura di terra è molto complessa, consistente di tre distinti impianti « radar » e di apparati di comunicazione ad onde corte e ultracorte. Nel tipo attualmente prodotto l'intero apparato contiene circa 950 tubi e richiede cinque persone per il funzionamento completo. In compenso non è richiesta alcuna attrezzatura speciale a bordo.

(5) A. F., 1946, XV, p. 45.

RECENSIONI

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

E. E. GROOS — **Circuiti a farfalla coassiali.** (Electronics, aprile 1946, XIX, 4, pag. 156-160, con 12 fig.).

Nonostante l'imponente sviluppo, durante la guerra, della tecnica delle altissime frequenze, le apparecchiature da laboratorio, come generatori di segnali campione o semplici oscillatori, per frequenze sopra i 500 MHz non hanno fatto sensibili progressi. In un periodo di emergenza come quello di guerra si preferiva ricorrere a ripieghi, secondo le

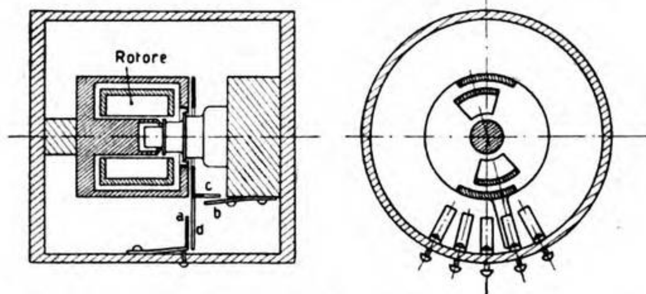


Fig. 1. - Schema costruttivo di circuito a farfalla coassiale.

necessità contingenti; sono tuttavia continuati gli studi di apparecchiature più perfezionate e nel campo degli oscillatori di piccola potenza un notevole progresso è stato lo studio di circuiti a farfalla coassiali per i tubi «lighthouse» 2C43. Essi sono un'evoluzione dei già noti circuiti a farfalla usuali, portata dalla particolarità di questi tubi di essere stati appositamente progettati per l'applicazione a risonatori a cavo coassiale, e di essere adatti a funzionare come oscillatori su frequenze molto alte essenzialmente con schemi a più circuiti risonanti. La struttura dell'oscillatore è schematizzata in figura 1: il risonatore interno a farfalla, che costituisce il circuito oscillatorio tra anodo e griglia del tubo, è formato da un corto tratto di cavo coassiale, con due ampie sfinestrature nella parete cilindrica, entro il quale è alloggiato un «rotore», costituito da due settori di cilindro contrapposti ed elettricamente isolato dallo statore; il risonatore esterno forma il

circuito oscillatorio tra griglia e catodo e dev'essere proporzionato per la più alta delle frequenze richieste. L'accoppiamento tra i due risonatori avviene attraverso le due finestre di quello interno; ma questo non è sufficiente per le frequenze più basse, quando il rotore è impegnato nel tratto pieno di parete dello statore, e perciò un accoppiamento aggiuntivo è dato dalla capacità tra la linguetta *d*, che gira insieme col rotore, e le linguette *a* portate dallo statore e regolabili; inoltre è risultato opportuno aggiungere altre simili capacità tra griglia e catodo, mediante le linguette *c* e *b*.

Sono stati in questo modo attuati oscillatori coprenti in modo continuo la gamma da 800 a 1600 MHz, con un solo organo di manovra e con una grande stabilità di oscillazione, essendosi evitato ogni contatto strisciante; la variazione di frequenza con un 30 % di variazione della tensione anodica è risultata all'incirca dell'1 % e con una tensione di 250 V si è ottenuta una potenza utile di 1,7 W con un rendimento del 30 %. Una particolare interessante applicazione di questi oscillatori è stata fatta ad un generatore a battimenti atto a fornire una frequenza tra 10 e 300 MHz. *M. B.*

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

H. O. PETERSON, J. B. ATWOOD, H. E. GOLDSTINE, G. E. HANSELL e R. E. SCHOCK — **Osservazioni e confronti su la manipolazione radiotelegrafica per interruzione ovvero per spostamento di frequenza.** (R. C. A. Rev., marzo 1946, VII, 1, pag. 11-31, con 26 fig.).

S'illustrano i risultati di una serie di esperienze compiute fra il giugno e il settembre 1945 e facenti parte di un programma di ricerche della R. C. A. sui vari sistemi di manipolazione radiotelegrafica. Il trasmettitore, situato a Bolinas (California), è del tipo normale da 1 kW e veniva usato con potenza effettiva variabile, secondo i casi, tra una ventina e alcune centinaia di watt. Per gli scopi della ricerca, in aggiunta al manipolatore ordinario per interruzione, era stato sistemato sul trasmettitore anche il dispositivo di manipolazione a spostamento di frequenza. Nella maggior parte delle esperienze è stato usato per la trasmissione un dipolo orizzontale, orientato opportunamente. Si è operato con frequenze di 10,09 MHz ($\lambda = 29{,}77$ m) e 15,49 MHz ($\lambda = 19{,}37$ m). Il ricevitore, situato a Riverhead (New York), comprende tre unità per l'attuazione del «diversity system», dotate ciascuna di un'antenna a spina di pesce, oltre un'unità con antenna rombica tarata per la misura del campo elettromagnetico del segnale in arrivo. Le prove sono state eseguite effettuando la manipolazione per interruzione durante 15 minuti con potenze di picco ad esempio di 800 W, poi la manipolazione per spostamento di frequenza, anch'essa per 15 minuti, con potenza di picco di 200 W, continuando così alternativamente per tutta la durata della prova e ripetendo sempre la trasmissione di una data zona perforata. Alla stazione ricevente veniva contato, per ogni

intervallo di 15 minuti, il numero di errori riscontrati su la zona del ricevitore. Se codesto numero risultava eguale per i due modi di trasmissione, il confronto fra essi veniva definito dal rapporto fra le potenze adoperate. In caso contrario ciò serviva di guida per determinare il nuovo rapporto di potenza da usare in una prova successiva. Sono state eseguite altresì prove di trasmissione su serie di « punti » per stabilire il limite superiore della velocità di manipolazione. Il « diversity system » è stato applicato con tre ricevitori nel caso di manipolazione per interruzione e con due nel caso di manipolazione per spostamento di frequenza.

I principali risultati ottenuti sono riassunti nelle conclusioni seguenti.

L'uso del sistema a spostamento ha consentito un vantaggio di circa 11 decibel riguardo alla potenza richiesta in confronto con quello ad interruzione.

Nel caso (che è il più frequente) in cui gli errori siano dovuti al rumore atmosferico, il loro numero è inversamente proporzionale a $P^{3/4}$, essendo P la potenza del trasmettitore. Per una bontà di ricezione con meno di un errore su 10 000 lettere trasmesse, il sistema per spostamento (sempre con la ricezione sul « diversity system » di 2 unità) richiede un campo di circa 10 μV/m, il sistema per interruzione (su 3 unità) circa 40 μV/m.

L'uso del « diversity » a 2 unità nel sistema a spostamento dà un vantaggio di 10 decibel, quando il fattore determinante è il rumore atmosferico, in confronto con l'uso di un solo ricevitore. Anche nel caso che la limitazione sia dovuta a interferenza fra diverse traiettorie, il « diversity » dà un notevole vantaggio, ma questo non è esprimibile con riferimento alla potenza, perchè in tal caso la limitazione è indipendente dalla potenza medesima.

Nel sistema a interruzione il « diversity » su 3 unità ha dato un vantaggio di 10,5 decibel.

Nel sistema a spostamento di frequenza, quest'ultimo non deve essere troppo ridotto per non rendere difficile la ricezione quando vi sia distorsione per interferenza fra traiettorie diverse. Uno spostamento $\Delta f = 850$ Hz apparisce conveniente nel caso di una velocità di manipolazione corrispondente ad un servizio multiplex con 4 canali ed un registratore a 7 unità. Un $\Delta f = 1400$ Hz sarebbe indicato per un multiplex a 8 canali. Nei due casi ora considerati la banda di entrata del ricevitore dovrebbe essere rispettivamente di 1 e di 2 kHz.

La lunghezza della traiettoria varia poco nel tempo. La massima variazione nella durata di transito, durante un periodo di 8 ore consecutive di trasmissione, è risultata di circa 2 ms. Ciò indica la possibilità di usare adatti campioni di frequenza allo scopo di mantenere il sincronismo nella divisione del tempo per un sistema multiplex. *Di.*

CRONACA TECNICA

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

Sui **progressi degli studi ionosferici** negli ultimi anni si traggono alcune interessanti notizie da un breve articolo divulgativo di W. R. Foley, pubblicato nel numero di *QST* del febbraio 1946.

Con l'accrescersi del numero di stazioni di sonda ionosferica, è apparso che lo stato della ionosfera, oltre a dipendere dalla latitudine e a subire

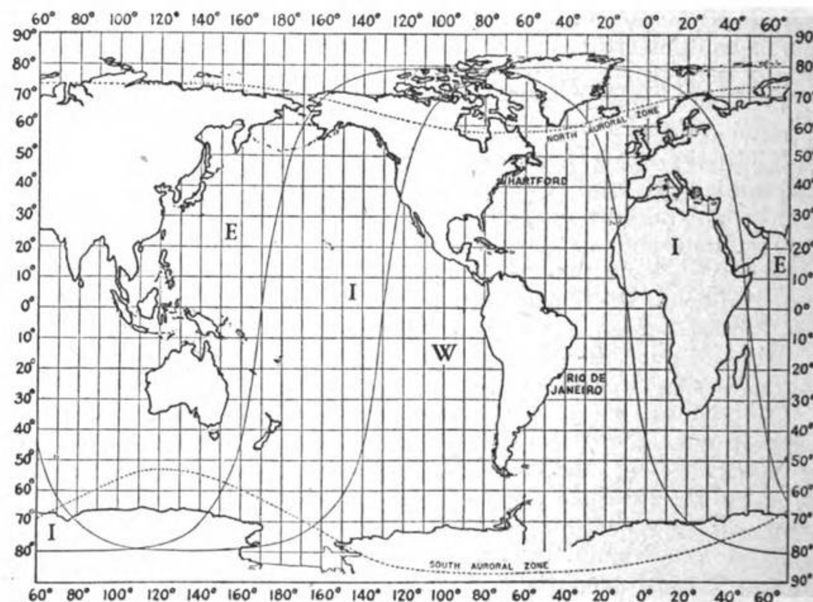


Fig. 1. — Carta geografica mondiale in proiezione di Mercatore.

le note variazioni nel corso del giorno, dell'anno e del ciclo undecennale dell'attività solare, subisce anche un poco l'influenza della longitudine; così le « carte ionosferiche », che dànno i valori della frequenza limite per incidenza obliqua (cioè un dato proporzionale alla radice quadrata della densità di ionizzazione massima dello strato) in funzione della

latitudine e dell'ora locale, sono un poco diverse per diverse longitudini. È parso opportuno dividere la superficie terrestre in tre zone, denominate E, I e W, che sono indicate nella figura 1, su una carta mondiale in proiezione di Mercatore; le linee di separazione tra una zona e l'altra

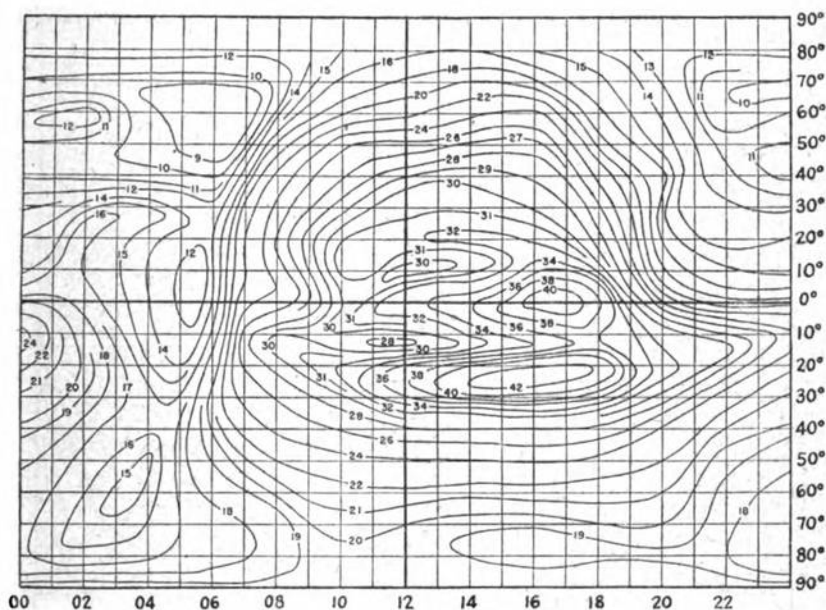


Fig. 2. — Carta ionosferica dello strato F_2 per la zona W, per il febbraio 1946: in ascisse il tempo locale.

sono circoli massimi, che tagliano l'equatore rispettivamente per 50° e 170° di longitudine est. L'« Interservice Radio Propagation Laboratory », del « National Bureau of Standards » americano, prepara ora regolarmente con un certo anticipo, per le zone W ed I, le carte delle previsioni ionosferiche medie mensili per lo strato F_2 (fig. 2), con le curve di ugual frequenza limite (quotate in megahertz) per incidenza fortemente obliqua (circa 30°) sullo strato, quale si ha per la massima portata (circa 4000 km) raggiungibile con una sola riflessione; codeste carte non sono ancora pubblicamente disponibili, ma si spera che possano divenire tali prossimamente. Le curve hanno una configurazione generale abbastanza simile a quelle tracciate teoricamente da Eckersley e Millington, una decina di anni or sono, sulla base della teoria del Chapman; ma sono naturalmente assai più irregolari di queste. Le differenze tra le carte delle due zone W ed I non sono molto rilevanti, ma sensibili specialmente nella regione equatoriale durante le ore meridiane.

Altro punto notevole, che sembra ormai accertato dalla moderna esperienza dei radiocollegamenti con onde corte, è che sulle possibilità di propagazione di un'onda elettromagnetica a grandi distanze influiscano unicamente le condizioni della ionosfera a distanza di circa 2000 km dai punti di emissione e di ricezione, lungo l'arco di circolo massimo che li collega, indipendentemente dalla lunghezza di percorso che ancora

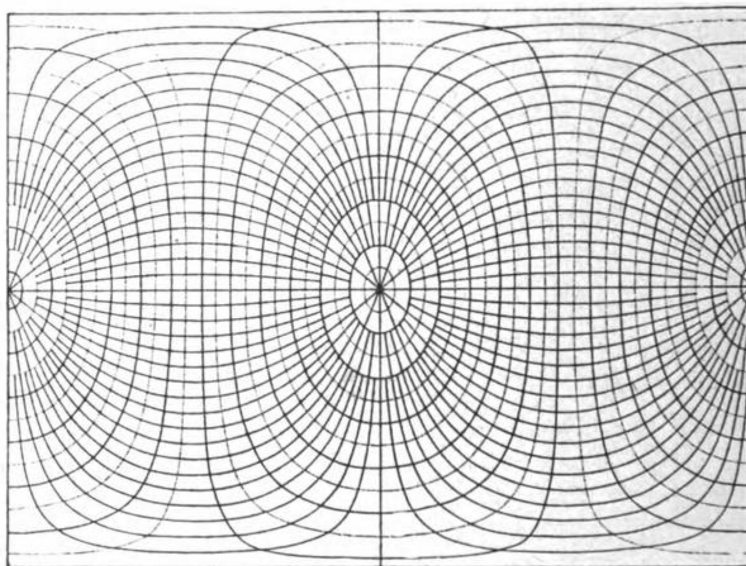


Fig. 3. — Famiglia di circoli massimi e curve di equidistanza in proiezione di Mercatore. L'intercetta di circolo massimo tra due curve di equidistanza ha la misura di 800 km.

rimane in mezzo e dallo stato della ionosfera lungo di esso. Tale arco di circolo massimo può esser tracciato in proiezione di Mercatore, ricorrendo al grafico ausiliario riportato nella figura 3: in esso tutte le curve, che s'intersecano nei due punti nodali sulla linea dell'equatore, sono circoli massimi e le due famiglie di curve che hanno i centri in detti due punti dividono i circoli massimi in tratti di 500 miglia (800 km) ciascuno. Così, riportati su carta traslucida dalla figura 1 i due punti estremi del percorso e la linea dell'equatore, si sovrappone la carta sulla figura 3 e la si fa scorrere orizzontalmente, con le linee di equatore coincidenti, fino a che i due punti estremi non risultino sul medesimo arco di circolo massimo, che è quello cercato. Segnati su detto arco i due punti (detti « punti di controllo ») a distanza di 2000 km rispettivamente da quelli di emissione e di ricezione delle onde, si sovrappone il foglio traslucido sulla carta ionosferica della figura 2, facendo coincidere

nuovamente le due linee di equatore, e si prende nota dei valori di frequenza limite nei due « punti di controllo », per ogni desiderato valore dell'ora locale nel punto di emissione o di ricezione. Per ciascuna coppia di valori di frequenza limite, il minore è quello che consente il radiocollegamento su tutto il percorso. Per sicurezza è opportuno attenersi ad un valore di frequenza del 15 % minore. *M. B.*

RADIOCOMUNICAZIONI DIRETTIVE E RADIOGONIOMETRIA.

Particolareggiate notizie sul **radiotelemetro per echi dalla luna**, che è stato usato per la prima volta in America, sono date in un articolo di J. Mofenson pubblicato nel fascicolo di *Electronics* dell'aprile 1946.

Si è adoperata un'emissione di frequenza relativamente bassa, 111,5 MHz, essendosi constatato nei calcoli preliminari che occorre una durata dell'impulso non inferiore a 0,02 s, per distinguere l'eco dai

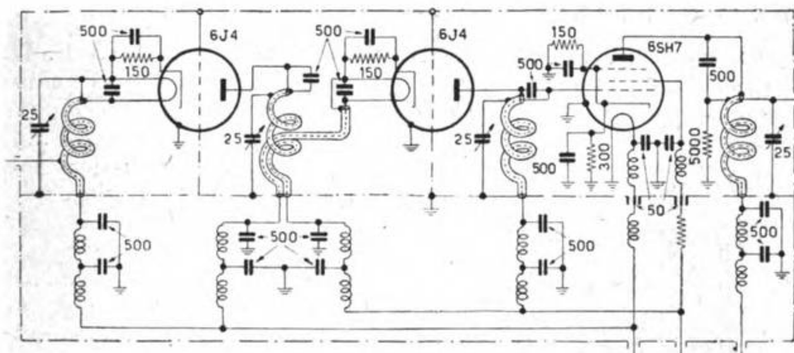


Fig. 1. — Schema elettrico di preamplificatore con basso rumore di fondo, per frequenza di 111,5 MHz: resistenze in ohm, capacità in micromicrofarad.

disturbi mediante un ricevitore con strettissima banda passante; la durata degli impulsi può essere regolata tra 0,02 e 0,2 s con una cadenza di 4 min. Il radiatore è costituito da due cortine di tipo normale SCR-271 sovrapposte, portate da una torre a traliccio alta 30 m; vi sono in tutto 64 dipoli in mezza onda, su una superficie di circa 12 m × 12 m, ed il guadagno teoricamente previsto su una semplice antenna in mezza onda è di 22 decibel. La cortina si può brandeggiare in direzione, ma non in sito, cosicchè la luna si « radiotelemetra » solamente al sorgere e al tramonto.

Il trasmettitore è comandato a quarzo, attraverso varie moltiplicazioni, con una frequenza iniziale di 516,2 kHz. Ma la parte più notevole dell'impianto è il ricevitore, il quale utilizza quattro cambiamenti di frequenza, con successive frequenze intermedie di 32,5, 6,72, 1,55 MHz ed un'ultima di 180 Hz, con una banda passante di 57 Hz; le oscilla-

zioni per i primi tre cambiamenti di frequenza sono derivate dallo stesso pilota a quarzo del trasmettitore, con varie moltiplicazioni; per l'ultimo cambiamento di frequenza si adopera un oscillatore a quarzo separato, leggermente regolabile, poichè la radiofrequenza dell'eco, per effetto Doppler, può differire da quella del segnale emesso anche di 300 Hz. Particolarmente interessante, nel ricevitore, il preamplificatore che precede il primo cambiamento di frequenza; esso è stato attuato su progetto di F. B. Llewellyn ed è costituito da due triodi amplificatori 6J4 « con griglia a terra » e da un pentodo 6SH7 (fig. 1); originale il tipo di costruzione delle induttanze di sottile cavetto coassiale, di cui il conduttore interno porta le correnti di alimentazione di anodo o di filamento. Il preamplificatore offre un guadagno di 30 decibel ed indubbiamente deve presentare un rumore di fondo eccezionalmente basso; ma non sono forniti a questo riguardo dati precisi. *M. B.*

TUBI ELETTRONICI.

Dei **tubi elettronici ad elettrodi piani** (tubi a disco), tratta E. D. McArthur in *Electronics* del febbraio 1945. Un'idea semplice e fondamentalmente non nuova ha condotto all'attuazione di questi tubi che, ancora appartenenti alla normale categoria dei poliodi (triodo, tetrodo, ...), sono capaci di generare oscillazioni sino a frequenze molto alte, e considerevolmente maggiori di quelle prima raggiunte.

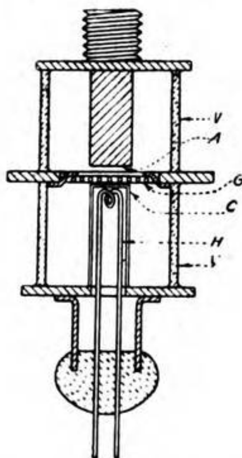


Fig. 1. — Disposizione meccanica fondamentale di un tubo a disco: *V*, vetro; *A*, anodo; *G*, griglia; *C*, superficie catodica; *H*, scaldatore.

Il concetto generale è che nel campo delle onde ultracorte non bisogna considerare il tubo elettronico come un'entità distinta dal circuito risonante, sibbene come una parte del circuito stesso, che dal resto non si differenzia se non in quanto sede di un'attività elettronica. Il risonatore più adatto al raggiungimento di onde molto corte è oggi indubbiamente quello a cavità che, in grazia della pratica assenza di perdite per irradiazione, consente di raggiungere valori molto alti del coefficiente di risonanza. Il tubo a disco è stato così progettato soprattutto con lo scopo dell'uso in codesti risonatori.

Geometricamente, esso è caratterizzato da elettrodi costituiti da dischi piani o cilindri disposti secondo una struttura che usualmente (ma non necessariamente) ha una simmetria cilindrica; la figura 1 ne

mostra in sezione la disposizione meccanica fondamentale. Come facilmente si comprende, il tubo a disco, consentendo di attuare distanze piccole tra gli elettrodi, permette di ottenere valori ridotti del « tempo

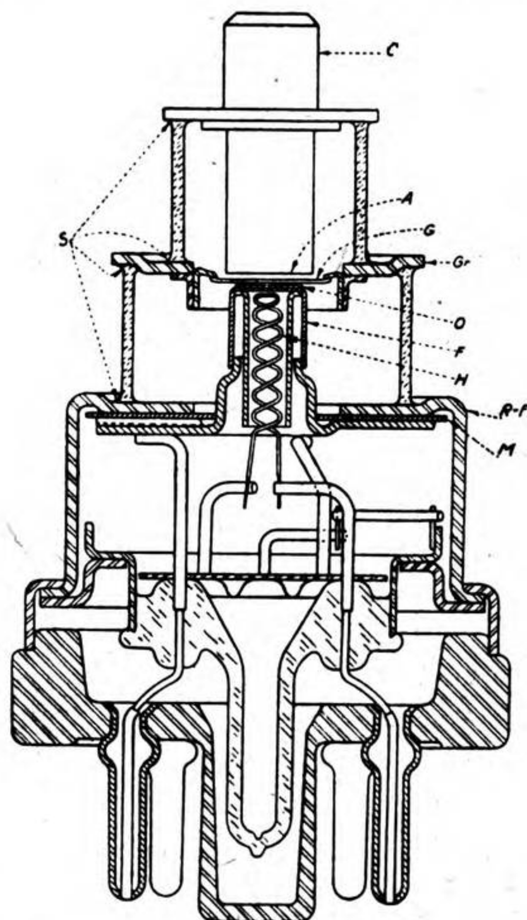


Fig. 2. — Tubo « lighthouse » 2C40: *C*, connessione dell'anodo; *A*, anodo; *G*, griglia; *S*, saldature vetro-metallo; *Gr*, connessione di griglia; *O*, catodo ad ossidi; *F*, foglio di fernico; *H*, scaldatore; *R-F*, connessione a radiofrequenza del catodo; *M*, condensatore di passa-basso a mica.

di transito » a netto vantaggio del funzionamento ad altissima frequenza. Tra i vari pregi presenta anche quello di un assai efficace smaltimento del calore prodotto nel suo interno.

Tubo e cavità possono costituire un unico blocco, come mostra la figura 3, dove, oltre alla cavità anodica, che determina la frequenza di oscillazione, ve n'è un'altra disposta nel circuito di griglia allo scopo di migliorare l'accoppiamento reattivo e facilitare l'oscillazione.

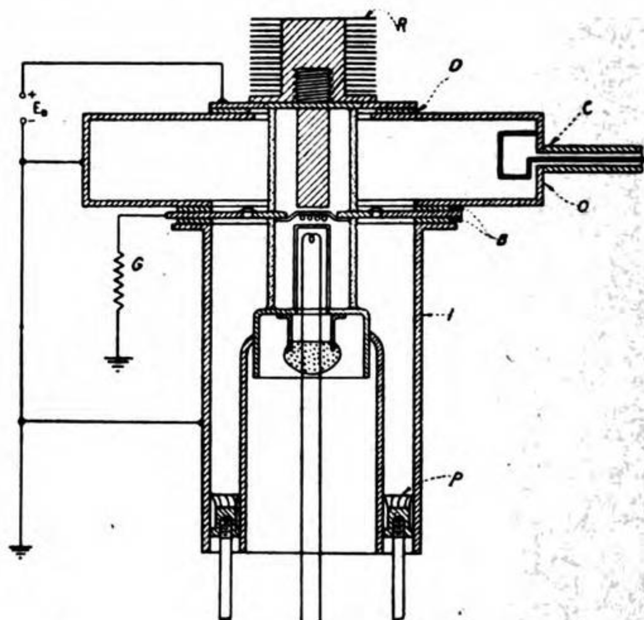


Fig. 3. — Tubo con cavità risonante incorporata: *R*, raffreddatore dell'anodo; *D*, condensatore di blocco; *C*, accoppiamento di uscita; *O*, cavità di uscita; *B*, condensatori di blocco; *G*, resistore di polarizzazione di griglia; *I*, cavità d'entrata; *P*, pistone scorrevole per l'accordo del circuito d'entrata.

Costruttivamente il tubo a disco è un tubo di vetro e metallo, con vetro saldato al metallo stesso. La figura 2 rappresenta la struttura del tubo « lighthouse » 2C40. *F. Ve.*

Vol. XV Settembre 1946 N. 3

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

CONTENTS

INHALT

PROF. A. BARBAGELATA, *Direttore responsabile* - Pubblic. autorizzata P 82 A. P. B.
Stabilimento Tipografico AJANI GIOVANNI & CANALE GIACOMO - Corso S. Maurizio 42-A - TORINO





VOL. XV - N. 4 DICEMBRE 1946

ALTA FREQUENZA



RASSEGNA DI RADIOTECNICA

TELEFONIA

E ACUSTICA APPLICATA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. XV DICEMBRE 1946 N. 4

ALTA FREQUENZA

RASSEGNA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Direttore: G. VALLAURI. *Condirettore:* P. LOMBARDI.
Redattori: M. BOELLA; V. GORI; R. SAN NICOLÒ; F. VECCHIACCHI.
Collaboratori ordinari: A. FERRARI-TONIOLO; A. GIACOMINI; A. GIGLI; N. LA BARBERA; A. PINCIROLI; R. SARTORI.

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . . . . **L. 500**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . » **400**
IL PRESENTE FASCICOLO (trimestrale) . . . . » **150**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. . . . » **120**

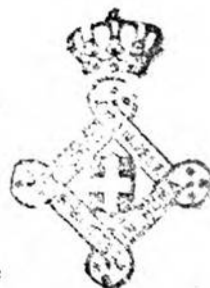
ANNATE ARRETRATE: V (1936), VI (1937), CIASCUNA **L. 200**; PER I SOCI **L. 160**. LE SUCCESSIVE, CIASCUNA **L. 250**; PER I SOCI **L. 200**. XIV (1945) **L. 450**; PER I SOCI **L. 350**.

SOMMARIO

Al presente fascicolo sono allegati il frontespizio e gli indici del volume XV (1946).

Vol. XV Dicembre 1946 N. 4

ALTA FREQUENZA



Sistemi di modulazione.

Col crescere della potenza degli impianti di radiodiffusione, si è andata accentuando l'importanza che il consumo di energia ha nelle spese di esercizio. L'attenzione dei tecnici si è quindi più assiduamente rivolta a migliorare il loro rendimento complessivo, nelle effettive condizioni normali di funzionamento, cioè tenendo presenti i modesti valori medi di profondità di modulazione (15÷20%), cui è necessario limitarsi per conservare una sufficiente dinamica della riproduzione.

Negli anni che immediatamente precedettero la guerra, vennero proposti nuovi sistemi di modulazione di ampiezza con elevato rendimento medio, dei quali due particolarmente ebbero successo: lo Chireix in Francia e il Doherty in America. Ma di fronte agli inconvenienti e alle difficoltà che tosto si palesarono nell'attuazione, si vide riprendere terreno il procedimento classico di modulazione anodica con trasformatore, che si affermò anche per i valori massimi di potenza, grazie ai progressi compiuti nel calcolo e nella costruzione dei relativi trasformatori; cosicchè sembra sia questo il sistema generalmente in favore, per esempio, presso i tecnici americani.

Indubbiamente per altro il trasformatore di modulazione è sempre un organo delicato e di difficile progetto per potenze rilevanti. Merita perciò una particolare attenzione il nuovo schema di modulazione anodica ideato dall'ingegnere VAUDETTI, che lo descrive nel presente fascicolo. Esso è già stato largamente sperimentato, con molto successo, nei trasmettitori che la Radio Italiana ha costruito, con celerità veramente sorprendente, per rimediare alle numerose distruzioni patite durante la guerra e ridare un primo assetto alla rete nazionale di radiodiffusione.

Tensioni rettangolari.

Varie applicazioni — e tra esse ha destato negli ultimi tempi attenzione particolare la radiotelemetria, di cui ci siamo occupati anche molto recentemente — richiedono l'uso di tensioni periodiche a bassa frequenza

con andamento praticamente rettangolare. Esse possono ottenersi in modo vantaggioso, per mezzo della deformazione di una tensione sinusoidale. A tal fine, mentre taluni ritengono necessario l'uso di due pentodi per troncare successivamente i due picchi della tensione alimentatrice, sono state dimostrate proprio per merito di studiosi italiani la possibilità e la convenienza di adoperare un solo pentodo. Il comportamento di quest'ultimo dispositivo è chiarito ed illustrato dal dottore MALATESTA in una breve nota, ove si mettono in luce sia i vari tipi delle deformazioni rispetto al diagramma rigorosamente rettangolare, sia gli elementi da cui esse dipendono e sui quali conviene influire per ridurle al minimo, sia infine il loro modo di mutare al variare della frequenza di funzionamento impressa al sistema.

Variatori di fase a ponte.

In numerosi casi, nella tecnica delle correnti deboli, occorre avere a disposizione due tensioni alternative, sinusoidali, esattamente della stessa frequenza, la cui relazione di fase sia regolabile a piacere ovvero precisamente determinata: in particolare, due tensioni in quadratura. Si richiederebbe ovviamente ch'esse fossero indipendenti dalla frequenza, sia per l'ampiezza, sia per la differenza di fase. Ciò riesce relativamente facile quando si possa agire direttamente sul generatore, e già in queste pagine se n'è mostrato il modo (1); più difficile appare invece, quando si tratti di operare su una tensione data, mediante un opportuno circuito variatore di fase.

Il dottore RICAMO, che ha studiato tale problema per procurarsi l'asse dei tempi di un oscillografo con coordinate polari, esamina, nell'articolo che pubblichiamo, tutti i possibili variatori riconducibili allo schema unico di un circuito a ponte d'impedenze, con lati costituiti ciascuno da una sola resistenza, o da una sola induttanza, o da una sola capacità; e mostra appunto come per alcuni di essi le due tensioni fornite abbiano ampiezza, ma non differenza di fase, indipendente dalla frequenza, e come per gli altri accada il contrario. Nessuno permette di ottenere contemporaneamente la doppia indipendenza auspicata. Si possono tuttavia adottare criteri opportuni, per scegliere fra i vari tipi quello che più si adatta allo scopo che si vuol conseguire. Ed il lettore li troverà come utile conclusione del lavoro.

LA REDAZIONE.

(1) G. B. MADELLA: Oscillatore bifase a battimenti per frequenze acustiche - A. F., 1943, XII, p. 248. — Oscillatore bifase a resistenza e capacità - A. F., 1945, XIV, p. 5.

SISTEMA DI MODULAZIONE DI TRASMETTITORI RADIOTELEFONICI

ROBERTO VAUDETTI

Si descrive un sistema di modulazione utilizzante un amplificatore terminale di audiofrequenza modulatore in classe B ed uno stadio di radiofrequenza in classe C, in cui il trasformatore e l'induttanza di modulazione sono sostituiti da due induttanze funzionanti da autotrasformatori, in modo tale che l'impedenza di carico determinata dallo stadio modulato viene applicata direttamente agli anodi dei tubi modulatori. Il sistema, oltre ad eliminare il trasformatore di modulazione, organo di costruzione assai difficile, specialmente per grandi potenze, permette di usare forti valori di reazione negativa col risultato di ottenere trasmettitori di alto rendimento con caratteristiche eccezionalmente buone.



1. - Generalità.

Il continuo aumento della potenza utile dei trasmettitori radiofonici ha orientato i tecnici verso la ricerca di sistemi che permettano di ottenere elevati rendimenti di conversione dell'energia elettrica di alimentazione in energia a radiofrequenza, ottenendo in tal modo un'economia non soltanto nel costo orario di esercizio, ma anche nelle spese d'impianto, per la minore spesa necessaria per gli impianti sussidiari del trasmettitore (linee di alimentazione, cabine di trasformazione, sistema di raffreddamento, e così via). Naturalmente i rendimenti elevati devono essere ottenuti senza che vengano minimamente a soffrirne le caratteristiche fondamentali di fedeltà e di stabilità dei trasmettitori stessi.

Abbastanza numerosi sono i sistemi studiati per ottenere tali risultati ed alcuni di essi, assai ingegnosi, come la modulazione di fase del tipo Chireix e l'amplificazione lineare di radiofrequenza del tipo Doherty, sono ben noti ed hanno avuto non poche applicazioni. Tuttavia le difficoltà insite nella regolazione e nella corretta manutenzione dei trasmettitori così costruiti pongono in maggiore rilievo la grande semplicità ed economia dei trasmettitori nei quali lo stadio finale è costituito da un amplificatore di radiofrequenza in classe C, la cui tensione anodica sia modulata da un modulatore ad audiofrequenza in classe B. Come rendimento complessivo questo sistema è all'incirca equivalente al Doherty ed al Chireix ed è di regolazione e approntamento estremamente sem-

plici; ha però il difetto di richiedere un modulatore di grande potenza, la cui costruzione non è priva di difficoltà di vario genere.

Lo schema di principio, ben noto, è quello di figura 1. Il progetto e la costruzione del trasformatore di modulazione sono complessi e costosi, soprattutto perchè taluni elementi sfuggono al calcolo e soltanto dopo molti tentativi si riesce ad ottenere risultati soddisfacenti.

Lo scrivente, spinto dalla necessità di costruire trasmettitori di grande potenza e di caratteristiche moderne, e visti i poco buoni risultati ottenuti con alcuni trasformatori di modulazione sperimentali, ha cercato di girare la difficoltà sostituendo al complesso costituito dal trasformatore Tr e dall'induttanza L_m della figura 1 una coppia d'induttanze funzionanti da autotrasformatori (1).

2. - Descrizione del sistema di modulazione.

Lo schema di principio del sistema è rappresentato nelle figure 2 e 3, rispettivamente nei due casi, del tutto analoghi, di un solo tubo modulato e di due tubi modulati funzionanti in controfase.

La modulazione è ottenuta applicando due tensioni di modulazione, di uguale valore e fasi opposte, all'anodo e al catodo del tubo modulato V_3, mediante un accoppiamento diretto di questi elettrodi con gli anodi dei tubi modulatori V_1 e V_2 attraverso i condensatori C_1 e C_2 di elevata capacità. Il tubo modulato non ha quindi nessun elettrodo a potenziale costante. La sua griglia viene eccitata a radiofrequenza preferibilmente mediante accoppiamento induttivo, ed il ritorno del circuito di griglia è portato al catodo del tubo stesso, in modo tale che tutto il circuito preso nel suo insieme è sottoposto alla medesima tensione variabile di modulazione. Le tensioni che si manifestano tra catodo e griglia sono quindi puramente quelle di comando a radiofrequenza non modulata.

Il ritorno del circuito anodico può essere condotto al catodo oppure anche alla terra. In questo caso è necessario collegare tra il catodo e la terra un condensatore C_4 (fig. 2) di adeguata capacità, tale da presentare un'impedenza bassa per la radiofrequenza, ma sufficientemente grande per le frequenze modulanti. Analoghi criteri reggono la scelta del condensatore anodico C_3; inoltre, anche la simmetria del circuito per le frequenze acustiche consiglia di porre $C_3 = C_4$. Un valore opportuno di questi condensatori per i trasmettitori di radiodiffusione è di circa 1000 $\mu\mu F$.

L'induttanza L_3 è ovviamente un circuito di arresto per la radiofrequenza ed impedisce che questa giunga agli organi di modulazione. Per tutto il resto il calcolo dei circuiti a radiofrequenza non differisce per nulla da quello dei sistemi usuali.

La tensione anodica $+ V_a$ viene portata ai tubi modulatori mediante un'induttanza L_1 a presa centrale con nucleo di ferro, mentre la tensione anodica $+ V'_a$ allo stadio modulato viene data attraverso ad un'indut-

(1) Brevetto italiano n. 396 657 (1942).

tanza L_2 a nucleo magnetico con due avvolgimenti uguali: un avvolgimento porta la tensione anodica all'anodo e l'altro serve a chiudere il circuito della corrente continua tra il catodo e la terra.

Esaminando la figura 2 si vede che le tensioni ad audiofrequenza simmetriche verso terra, che si sviluppano tra l'anodo di V_1 e quello di V_2, si trovano applicate ai capi di tre circuiti che sono tra di loro in

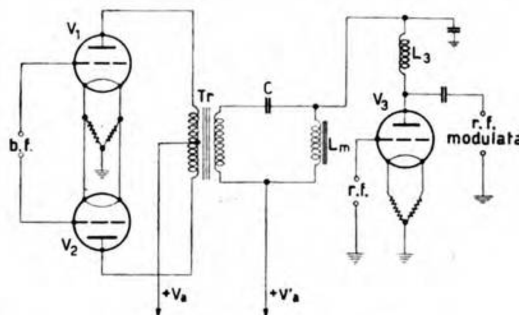


Fig. 1. — Schema di principio di amplificatore di radiofrequenza modulata per variazione della tensione anodica, secondo il sistema classico con trasformatore di modulazione.

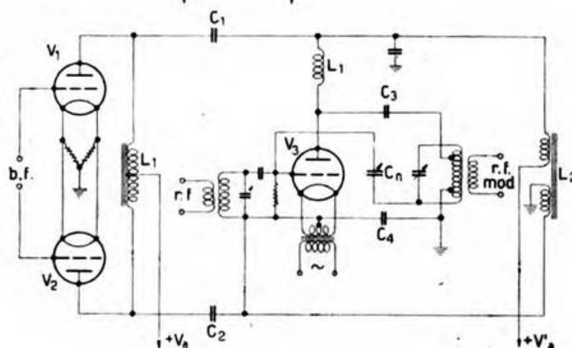


Fig. 2. — Schema di principio di amplificatore a radiofrequenza modulata per variazione della tensione anodica mediante accoppiamento con induttanze-autotrasformatori: circuito con un solo tubo nello stadio modulato.

parallelo: l'induttanza L_1, l'induttanza L_2 e lo spazio anodo-catodo del tubo V_3 che rappresenta la resistenza utilizzatrice della potenza di modulazione, cioè la resistenza di carico su cui lavorano i tubi V_1 e V_2.

Per ottenere un buon rendimento ed una bassa distorsione dello stadio modulatore è necessario che tale resistenza utilizzatrice abbia un valore ben determinato in relazione col tipo dei tubi V_1 e V_2 e con la loro tensione anodica. L'esperienza dimostra che non è difficile, con gli usuali tipi del commercio, trovare tubi modulatori e tubi modulati che soddisfino a questa esigenza con un'opportuna scelta del punto di lavoro e della tensione di alimentazione. Anzi si possono spesso trovare per lo stadio modulato tubi tali da permettere la piena utilizzazione delle loro caratteristiche con una tensione anodica uguale a quella dei tubi modulatori; si può cioè porre $V_a = V'_a$ alimentando tutto il sistema con un solo raddrizzatore. In questo modo il rendimento del modulatore non

è il massimo raggiungibile; rimane tuttavia alto e la distorsione è assai bassa a causa della ridotta escursione della tensione anodica di V_1 e V_2.

Qualora il carico rappresentato dallo stadio modulato non fosse di valore adatto per l'accoppiamento diretto col modulatore, il caso che si presenta di gran lunga più frequente è quello in cui lo stadio modu-

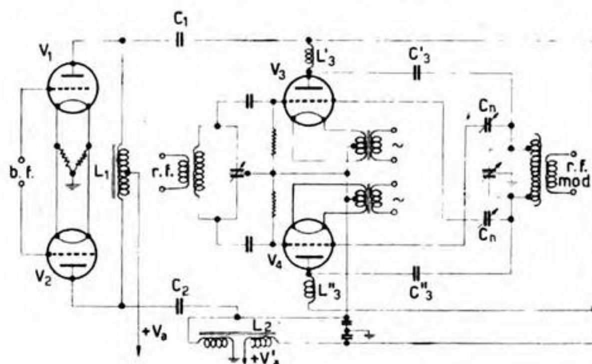


Fig. 3. — Circuito con due tubi in controfase nello stadio modulato.

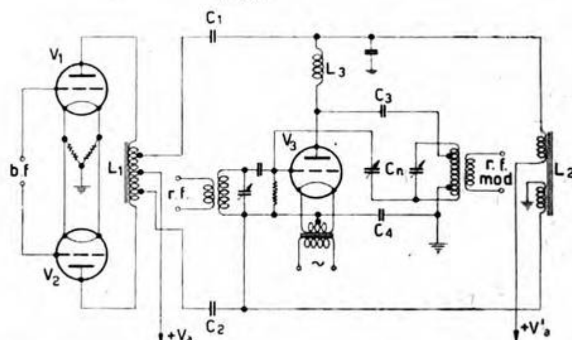


Fig. 4. — Accoppiamento ed induttanze - autotrasformatori per rapporti in discesa.

lato costituisce una resistenza di carico più bassa di quella opportuna per il collegamento diretto.

Per rapporti in discesa non lontani dall'unità si può ovviare all'inconveniente con lo schema di figura 4 facendo due prese in un punto opportuno dell'induttanza L_1. Ciò complica alquanto la costruzione dell'induttanza-autotrasformatore, ma il presupposto del rapporto poco differente dall'unità assicura che anche in questo caso il problema è di soluzione abbastanza facile.

Per rapporti d'impedenza in discesa di 2 a 1, nel caso che si usino uno o più tubi modulati in parallelo o in controfase, si può ricorrere ad una variante del circuito [2], schematizzata nella figura 5. I due tubi modulati V_3 e V_4 sono in parallelo per quanto riguarda l'alimentazione

(2) La variante è stata proposta da A. La Rosa.

con corrente continua, ma come carico del modulatore si trovano in serie. Alcuni accorgimenti devono essere rispettati per dare la giusta eccitazione di griglia a questi tubi tenendo presente che uno ha il catodo a terra, mentre sul catodo dell'altro sono sovrapposte le tensioni di modulazione. Lo schema della figura 6 indica la via da seguire, assai semplice del resto.

Per porre le basi per il calcolo ed il progetto delle due induttanze-autotrasformatori, si esamini più da vicino il comportamento del circuito nel caso più sfavorevole di due tubi modulatori funzionanti in classe B con corrente di riposo praticamente nulla. Com'è noto, allora ciascuno dei due tubi eroga potenza soltanto per un semiperiodo mentre l'altro è inerte, e questa viene fornita tra l'anodo del tubo e la massa.

Con riferimento sempre allo schema più semplice (fig. 2) e tenendo presente che le due induttanze L_1 e L_2 sono per le frequenze acustiche praticamente in parallelo entrambe col centro a terra, mentre il carico è in parallelo agli estremi (senza centro a terra), risulta evidente che metà della potenza utile passa direttamente al circuito di carico, mentre l'altra metà deve andarvi attraverso l'accoppiamento magnetico tra i due semiavvolgimenti di ciascuna delle due induttanze, che vengono quindi a funzionare da autotrasformatori. Siccome poi queste sono, come si è detto, in parallelo e si suddividono il carico, ognuna funziona come autotrasformatore per un quarto della potenza totale in giuoco.

La corrente continua fluisce nelle due metà di L_1 in senso tale da non creare forze magnetomotrici costanti nel ferro. Viceversa la corrente dello stadio modulato circola nei due avvolgimenti di L_2 in senso tale da sommare le proprie forze magnetomotrici, e questo naturalmente anche nel caso di due tubi modulati in controfase.

Da quanto si è detto, tenendo anche presenti le ovvie esigenze di isolamento, si hanno tutti gli elementi necessari per il calcolo di L_1 e L_2, che può essere condotto con uno qualsiasi dei metodi ben noti (3). In particolare si tenga presente che non è affatto necessario che L_1 e L_2 abbiano lo stesso valore d'induttanza. Definito, in base alla resistenza di carico e all'attenuazione accettata alle frequenze basse, quale dovrà essere il valore minimo d'induttanza del parallelo di L_1 e L_2, è generalmente conveniente, dal lato economico costruttivo, fare L_2 (percorsa da corrente continua e con traferro) di poco superiore a questo valore minimo e L_1 di valore adeguatamente più elevato.

I condensatori C_1 e C_2 devono avere reattanza sufficientemente piccola anche alle più basse frequenze di modulazione.

L'accensione dei filamenti dei tubi modulati deve avvenire con macchine isolate o, meglio ancora, con trasformatori con secondario ad alto isolamento e non troppo elevata capacità del secondario verso il primario ed il nucleo. La tensione a cui sono sottoposti questi organi

(3) Si veda, ad esempio: M. Boella: Calcolo e progetto dei trasformatori di modulazione - A. F., 1939, VIII, p. 5.

rispetto alla terra è la metà della tensione totale di modulazione. Nel caso di modulazione 100 % la tensione di picco è quindi la metà di V'_a.

Una caratteristica fondamentale del sistema di modulazione che si sta esponendo è che il carico (stadio modulato) è accoppiato al modulatore ***direttamente e in modo simmetrico***. Sono quindi eliminate molte

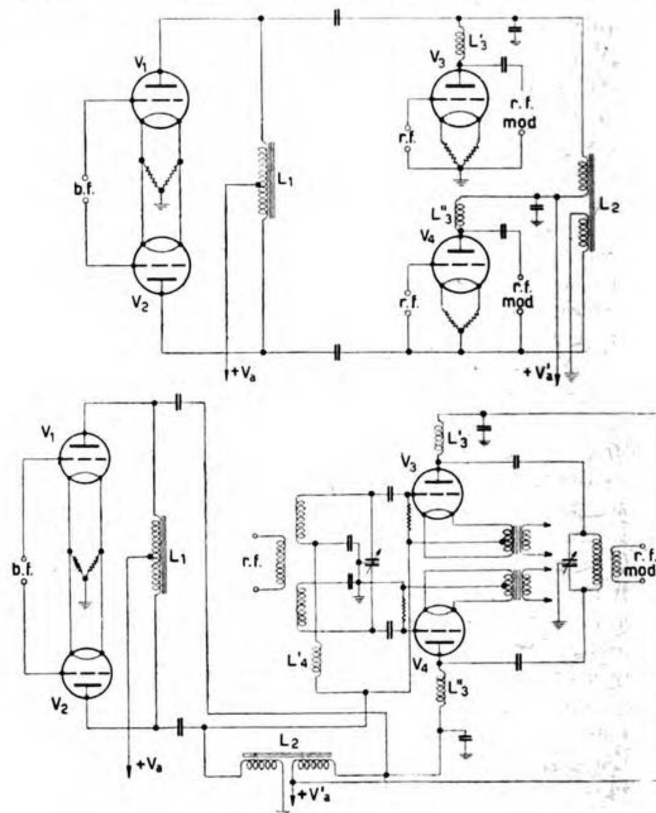


Fig. 5. — Schema di circuito per accoppiamento con rapporto in discesa da 2 ad 1.
Fig. 6. — Circuito della figura 5 attuato con due tubi modulati in controfase.

cause di distorsione dovute al trasformatore di modulazione ed in particolare anche le rotazioni di fase dovute ai flussi dispersi. Di conseguenza, curando opportunamente gli stadi amplificatori di bassa frequenza (tutti in controfase) si riesce ad introdurre una reazione negativa, che partendo direttamente dal carico viene inserita sul circuito d'ingresso (secondario del trasformatore di linea); l'esperienza ha dimostrato che questa controreazione può con tutta facilità raggiungere valori assai elevati, ad esempio 25 ÷ 30 decibel ed oltre.

Poichè anche senza controreazioni si hanno tutte le condizioni favorevoli per avere basse distorsioni, è evidente che si possono, con controreazioni così spinte, ottenere trasmettitori con caratteristiche complessive eccezionalmente brillanti per quanto riguarda le distorsioni lineari e non lineari, il rumore di fondo ed anche il rendimento; infatti i tubi modulati si possono utilizzare al massimo ed i modulatori possono essere portati ad avere correnti di riposo bassissime (qualche per cento della corrente massima) senza temere le distorsioni che nascerebbero per la curvatura del ginocchio inferiore della caratteristica.

3. - Applicazioni.

In base ai concetti suesposti, nel Laboratorio-Officina della R. A. I. (Radio Audizioni Italiane) sono già stati costruiti tre trasmettitori da 10 kW e uno da 75 kW; è inoltre allo studio uno da 120 kW, che utilizzerà il circuito di figura 6 il quale è particolarmente adatto per tubi modulatori di grande potenza con elevate tensioni anodiche.

Le caratteristiche dei trasmettitori da 10 kW, di cui la figura 7 dà lo schema di principio, sono risultate le seguenti: potenza utile a radiofrequenza (onde medie) 11 kW circa; potenza assorbita dalla rete in assenza di modulazione 30 kW; potenza assorbita con modulazione al 100 % 41 kW; distorsione dell'inviluppo della radiofrequenza — misurata a 50, 400 e 1000 Hz — inferiore od uguale all'1 % per tutte le percentuali di modulazione fino al 100%; variazione di livello della modulazione, in funzione della frequenza, $\pm$ 0,5 decibel, tra 25 e 12 000 Hz; rumore di fondo — 56 decibel rispetto al 100 % di modulazione (si noti che questo residuo rumore di fondo è quasi unicamente dovuto a lievi vibrazioni meccaniche dei tubi finali, causate dai soffiatori dell'aria di raffreddamento); reazione negativa 26 decibel.

Le due induttanze-autotrasformatori di modulazione sono state calcolate e costruite da una ditta torinese, unicamente in base ai dati richiesti per 50 Hz e coi criteri dei trasformatori a frequenza industriale. Le loro caratteristiche sono:

induttore L_1: induttanza totale 50 H; resistenza del rame 96 Ω; induzione massima nel ferro 0,82 Wb/m²; peso (con olio) 415 kg;

induttore L_2: induttanza totale 25 H, con 1,5 A di corrente continua; resistenza del rame 58 Ω; induzione massima nel ferro 0,86 Wb/m²; peso (con olio) 710 kg.

Le caratteristiche del trasmettitore da 75 kW sono: potenza utile a radiofrequenza 75 $\div$ 80 kW circa; potenza assorbita dalla rete in assenza di modulazione 150 kW; potenza assorbita con modulazione al 100 % 270 kW.

La distorsione, la curva della percentuale di modulazione in funzione della frequenza, il rumore di fondo ed il grado di reazione negativa sono praticamente identici a quelli dei trasmettitori da 10 kW. Anche lo schema di principio è del tutto analogo a quello di figura 7, salvo naturalmente l'uso di tubi di maggiore potenza.

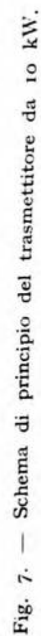


Fig. 7. — Schema di principio del trasmettitore da 10 kW.

Per evitare le rotazioni di fase delle tensioni amplificate dell'amplificatore di bassa frequenza, oltre ai noti accorgimenti relativi alle resistenze di carico e ai condensatori di accoppiamento, il trasformatore di eccitazione delle griglie dello stadio modulatore è stato eliminato e sostituito da un collegamento diretto delle griglie con i catodi dei tubi dello stadio premodulatore.

Il guadagno in tensione di questo stadio è lievemente minore di 1, ma, com'è noto, con l'accoppiamento catodico si ottiene una bassa impedenza di uscita, uguale all'incirca all'inverso della transconduttanza del tubo, perfettamente adatta per lavorare sui carichi non lineari dovuti alle correnti di griglia. Si tenga inoltre presente che l'eventuale corrente di griglia del modulatore non circola nell'alimentatore che fornisce le tensioni negative di griglia, ma viene fornita dall'alimentatore anodico dei tubi premodulatori attraverso i tubi stessi.

Un'ultima avvertenza dev'essere ricordata a proposito della reazione negativa, quando gli stadi amplificatori di bassa frequenza, ciascuno con due tubi in controfase, sono a resistenza e capacità e quindi le tensioni amplificate da ciascun canale del controfase sono separate tra di loro, com'è appunto il nostro caso. Il numero degli stadi dev'essere tale da permettere d'incrociare i collegamenti di controreazione, cioè il collegamento, che parte dall'anodo di un tubo modulatore, deve andare a finire all'ingresso del canale che comanda l'altro tubo modulatore. Infatti, essendo i tubi modulatori in classe B, si è già osservato che ciascun tubo per un semiperiodo è inerte, mentre l'altro deve fornire energia a tutto il carico, in parte direttamente ed in parte attraverso il funzionamento da autotrasformatore delle induttanze. L'eventuale scarso accoppiamento tra le due metà di ciascuna induttanza dovuto ai flussi dispersi, notevole soprattutto alle frequenze più elevate, può permettere che nasca una tensione distorta all'estremo dell'induttanza corrispondente al tubo che in quel momento è inerte.

Per diminuire tale distorsione, parte di questa tensione distorta dev'essere riportata come tensione di controreazione nel canale che in quell'istante funziona, e non in quello inerte, come accadrebbe se la reazione non fosse incrociata, perchè sarebbe perfettamente inutile.

Inoltre la reazione negativa incrociata permette di attenuare fortemente gli eventuali squilibri dei due rami del controfase, dovuti a differenza di guadagno dei singoli stadi. A questo scopo sono anche utili le reazioni negative parziali, ottenute polarizzando catodicamente ogni coppia di tubi amplificatori con resistenze senza condensatore di blocco in parallelo.

Torino - Laboratorio-Officina della R. A. I.

TENSIONI RETTANGOLARI OTTENUTE CON UN SOLO PENTODO

SANTE MALATESTA

Un unico pentodo, scelto convenientemente, è capace di trasformare una tensione sinusoidale in rettangolare. Si chiarisce il funzionamento del circuito sulla base delle caratteristiche anodiche del pentodo; sono mostrate le principali deformazioni della tensione rettangolare che possono presentarsi e le loro cause, e vengono indicati i mezzi per ridurle.

1. - Nella tecnica delle basse frequenze dei radiotelemetri sono usate continuamente tensioni di forma rettangolare, ottenute partendo da oscillatori di rilasciamento oppure deformando oscillazioni sinusoidali (1). Nell'Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina è stato preferito quest'ultimo procedimento, utilizzando quale deformatore un unico pentodo, usato come interruttore comandato. Tale metodo, proposto dal Vecchiacchi (2), non presenta alcun inconveniente rispetto allo schema che utilizza l'interdizione di due tubi per tagliare successivamente i due picchi della tensione sinusoidale; perciò il suo uso si va sempre più diffondendo. Ciò nonostante, si è notato che molti non hanno chiarito la ragione della « rettangolazione » del picco positivo, attribuendola ad un raddrizzamento di griglia o ad una saturazione. Inoltre, molto spesso, il dimensionamento del circuito vien fatto più per tentativi, con l'ausilio dell'oscillografo, che non in sede di progetto. Per questi motivi si ritiene non inutile esporre le osservazioni che seguono, sul funzionamento del dispositivo e sugli elementi, da cui dipende la « rettangolarità » delle tensioni ottenute.

2. - Lo schema del rettangolatore è quello di un normale pentodo amplificatore a resistenza (fig. 1); alla griglia di comando è applicata la tensione e_g da deformare, di notevole ampiezza (100÷300 V), attraverso una resistenza R_s, la quale impedisce che la corrente di griglia raggiunga valori pericolosi per il tubo. Essa esercita per di più un'altra

(1) U. Tiberio: Introduzione alla radiotelemetria - Rivista Marittima, Roma, 1946, p. 82.

(2) F. Vecchiacchi: Tubi elettronici come interruttori comandati - A. F., 1939, VIII, p. 789.

importante funzione: nella quasi generalità dei casi, la griglia di comando è accoppiata al generatore non direttamente, com'è indicato schematicamente nella figura 1, ma mediante un trasformatore o un sistema a resistenza e capacità. La capacità parassita del trasformatore, nel primo caso, o la capacità di accoppiamento, nel secondo, durante la frazione di periodo in cui vi è corrente di griglia, si carica, secondo il meccanismo noto, e dà luogo ad una polarizzazione negativa automatica della griglia di comando, variabile al variare dell'ampiezza della e_g; ciò renderebbe assai difficile mantenere la tensione

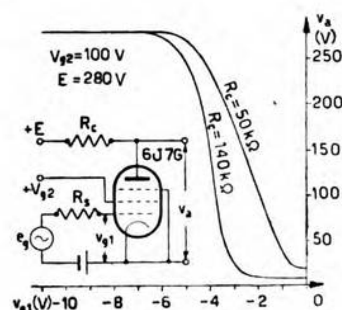


Fig. 1. — Schema di principio del pentodo rettangolatore e sue caratteristiche di funzionamento (v_a, v_{g1}).

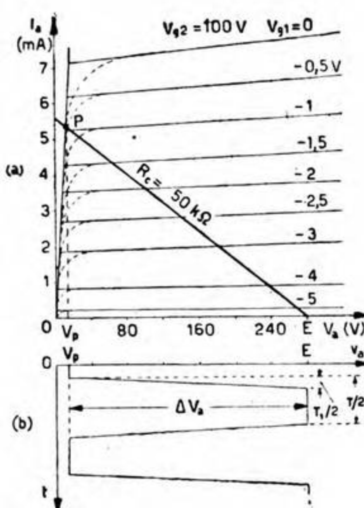


Fig. 2. — *a*) Caratteristiche anodiche reali (a tratti) e stilizzate di un pentodo 6J7G. *b*) Meccanismo della generazione della tensione trapezoidale.

media di griglia nel valore più conveniente. Se la corrente di griglia è resa molto piccola con l'inserzione di una resistenza R_s di grande valore (di solito una decina di kiloohm o più), la carica del condensatore diviene tanto piccola che praticamente non vi è più alcun effetto di polarizzazione automatica: si ha, così, la possibilità di attribuire alla griglia, mediante pile o, meglio, mediante polarizzazione catodica, la tensione più conveniente. La presenza della R_s produce, com'è naturale, una deformazione della v_{g1} in confronto con la e_g e, principalmente, una smussatura dei massimi positivi; tuttavia non è codesta smussatura la causa determinante della rettangolazione, come da taluno potrebbe essere creduto.

Come tubi rettangolatori, dopo avere sperimentato su vari tipi, sono stati usati i pentodi 6J7G e 1853, che hanno mostrato comportamento praticamente equivalente. Per comprendere come avvenga la rettangolazione, si considerino le caratteristiche statiche anodiche di uno di tali pentodi, stilizzate come in figura 2 (le curve tratteggiate indicano

le caratteristiche reali del tubo 6J7G). Siano E la tensione di alimentazione del circuito anodico, R_c la resistenza di carico, V_{gi} la tensione di interdizione, V_{gM} la tensione di griglia alla quale corrisponde la caratteristica il cui tratto sub-orizzontale passa per il punto P. Durante l'escursione della tensione v_{g1} di griglia, si hanno le seguenti condizioni di funzionamento:

a) quando $V_{gi} < v_{g1} < V_{gM}$, il tubo ha il funzionamento normale del pentodo;

b) quando $v_{g1} \leq V_{gi}$, il tubo presenta resistenza infinitamente grande;

c) quando $v_{g1} \geq V_{gM}$, il tubo si comporta come una resistenza ohmica R_i di valore costante, definito dalla pendenza, rispetto all'asse delle ordinate, della semiretta $O\,P$, comune a tutte le caratteristiche del pentodo.

Ne viene di conseguenza che, per ogni valore di $v_{g1} \leq V_{gi}$, la corrente anodica è nulla e la tensione anodica è uguale ad E; per ogni valore di $v_{g1} \geq V_{gM}$, poichè tutte le caratteristiche incontrano la retta di carico in P, la corrente e la tensione anodica mantengono rispettivamente i valori costanti I_P e V_P, dati da:

[1] $$I_P = \frac{E}{R_i + R_c}, \quad V_P = E\,\frac{R_i}{R_i + R_c}.$$

Affinchè i due semiperiodi della tensione rettangolare abbiano uguale durata, occorre che la tensione di polarizzazione V_{g0} sia pari alla media di V_{gM} e V_{gi}, ossia: $V_{g0} = (V_{gM} + V_{gi})/2$. In tali condizioni, inoltre, l'andamento di v_{g1} fra V_{gi} e V_{gM} è praticamente lineare, coincidendo con quello di e_g in prossimità dello zero. La tensione di placca, durante tutta l'escursione della tensione di griglia, risulta limitata fra i valori E e V_P, ossia presenta un'escursione massima:

[2] $$\Delta V_a = E - V_P = E\,\frac{R_c}{R_i + R_c},$$

ed ha l'andamento trapezoidale indicato dalla figura 2 *b*. I lati obliqui sono, a rigore, leggermente curvilinei, ma possono essere considerati rettilinei se si tiene conto della quasi linearità della variazione di v_{g1}, dell'andamento delle caratteristiche di figura 2 e, soprattutto, della grande ampiezza dell'escursione di v_{g1} in confronto col tratto di essa escursione compreso fra V_{gi} e V_{gM}. La durata della frazione T_1 del periodo, occupata dai tratti obliqui del trapezio, corrisponde alla durata dell'escursione di e_g fra gli stessi limiti. Detto allora E_{gM} il valor massimo di e_g e T il suo periodo, il rapporto fra T_1 e T si ricava dalla relazione:

$$\text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\,\frac{T_1}{T}\right) = \frac{V_{gM} - V_{gi}}{2\,E_{gM}}.$$

Per effetto della piccolezza dell'angolo, si può porre:

$$\frac{T_1}{T} = \frac{1}{\pi} \frac{V_{gM} - V_{gi}}{E_{gM}} . \qquad [3]$$

Le relazioni [2] e [3] definiscono rispettivamente l'ampiezza e, se così si può dire, il «grado di rettangolarità» della tensione ricavata mediante il dispositivo. Esse mettono in luce gli elementi sui quali occorre influire per ottenere una data escursione ΔV_a e per avvicinarsi quanto più è possibile alla forma rettangolare, cioè per ridurre al minimo il valore di T_1/T. La figura 2 *b* e le relazioni [2] e [3] sono state ottenute supponendo $T_1 \ll T$, immaginando che le caratteristiche della figura 2 possano essere rappresentate mediante una spezzata con due tratti orizzontali e uno obliquo intermedio e supponendo v_a proporzionale a v_{g1} per ogni valore di $v_{g1} > V_{gi}$. Poichè ciò non è, i trapezi della figura 2 *b* risultano deformati (indipendentemente dalle deformazioni di cui si parlerà nel paragrafo seguente) con arrotondamento degli angoli. Ci si può rendere conto dell'entità della deformazione osservando, nella figura 1, le caratteristiche di funzionamento (v_a, v_{g1}) di un tubo 6J7G, ricavate dalle caratteristiche statiche reali, in corrispondenza a due diverse resistenze di carico; esse sono le curve descritte dal punto di funzionamento mentre la v_{g1} varia, compiendo la sua escursione periodica. Le curve si avvicinano meglio ad una spezzata in corrispondenza di V_{gM} che non in corrispondenza di V_{gi}; ciò mostra che la deformazione in corrispondenza alla semionda positiva di griglia è minore di quella della semionda negativa e perciò non esiste alcuna convenienza nell'usare per la rettangolazione due pentodi, utilizzandone l'interdizione.

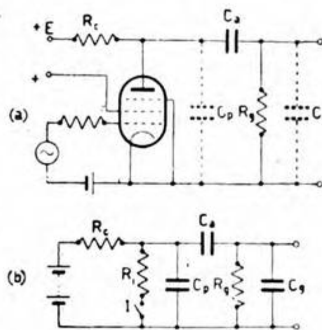


Fig. 3. — Schema del circuito rettangolatore con le capacità parassite in evidenza (*a*) e circuito equivalente (*b*).

3. - Il funzionamento descritto è quello effettivo soltanto in un campo relativamente ristretto di frequenze; per frequenze troppo basse o troppo alte si manifestano deformazioni, di gran lunga più importanti delle precedenti, dovute (fig. 3 *a*) alla capacità interna anodica C_p del pentodo, alla capacità C_a di accoppiamento col tubo successivo, alla resistenza di griglia R_g di quest'ultimo e alla sua capacità interna di griglia C_g. Per rendersene conto con semplicità, conviene considerare, invece del circuito reale, uno schema equivalente (fig. 3 *b*), in cui il tubo è sostituito da un interruttore I, avente in serie la resistenza R_i, il quale sia aperto durante l'alternanza negativa di e_g e chiuso durante l'alternanza positiva.

Come nella teoria dell'amplificatore a resistenza e capacità, lo schema equivalente può essere sostituito dagli schemi semplificati *a*, *b*, *c* della figura 4, dei quali il primo vale nel campo di frequenze in cui si ha l'effettiva rettangolazione (frequenze intermedie), il secondo per le frequenze basse e il terzo per le alte; a fianco dei singoli schemi sono disegnati i diagrammi quali si osservano all'oscillografo nei tre casi. Si esaminano separatamente i tre campi di frequenza:

a) *Frequenze intermedie*: Si trascurano C_p e C_g per la loro piccolezza e la derivazione costituita da C_a ed R_g perchè, dato il grande valore di R_g, la relativa costante di tempo $R_g C_a$ è assai elevata rispetto al periodo. Per il funzionamento vale quanto esposto nel paragrafo 2.

b) *Frequenze basse*: Durante l'alternanza negativa di e_g (I aperto) il condensatore C_a si carica, mentre si scarica durante l'alternanza positiva. La corrente i di carica e scarica soddisfa, rispettivamente, le equazioni:

$$[4] \quad \begin{cases} C_a (R_g + R_c) \dfrac{di}{dt} + i = 0 \,, \\ C_a (R_i R_g + R_c R_i + R_c R_g) \dfrac{di}{dt} + (R_i + R_c)\, i = 0 \,. \end{cases}$$

Le loro soluzioni sono:

$$\begin{cases} i = I_c \, e^{-\frac{1}{C_a R_n} \Delta t} & \text{(alternanza negativa)}, \\ i = I_s \, e^{-\frac{1}{C_a R_p} \Delta t} & \text{(alternanza positiva)}, \end{cases}$$

dove I_c è il valore della corrente all'inizio del semiperiodo di carica ($\Delta t = 0$); I_s il valore della corrente all'inizio del semiperiodo di scarica; $R_n = R_c + R_g$ e infine $R_p = \dfrac{R_i R_g + R_i R_c + R_c R_g}{R_i + R_c}$ (R_p rappresenta la resistenza equivalente del gruppo formato da R_g in serie al parallelo di R_i ed R_c). La tensione ai capi di R_g, cioè la tensione v_u di uscita, è allora:

$$[5] \quad \begin{cases} v_u = V_c \, e^{-\frac{1}{C_a R_n} \Delta t} & \text{(alternanza negativa)}, \\ v_u = V_s \, e^{-\frac{1}{C_a R_p} \Delta t} & \text{(alternanza positiva)}, \end{cases}$$

dove $V_c = I_c R_g$ e $V_s = I_s R_g$ sono le tensioni di uscita all'inizio delle due alternanze. Per ottenere ora l'ampiezza delle due semionde della tensione rettangolare, occorrerebbe calcolare I_c ed I_s. Tale calcolo è molto laborioso e d'altra parte i risultati sotto l'aspetto pratico (date

le inevitabili approssimazioni e la sostituzione del pentodo con un interruttore) non darebbero indicazioni più probative di quelle ricavabili dalla considerazione della [2], che esprime l'escursione della tensione anodica nel caso delle frequenze intermedie. È invece molto utile conoscere in che rapporto la variazione di tensione di uscita durante ciascun semiperiodo stia ai rispettivi valori massimi di v_u, cioè, con le notazioni della figura 4 *b*, il rapporto $\Delta l/l$. Dalla [5] si ricava direttamente:

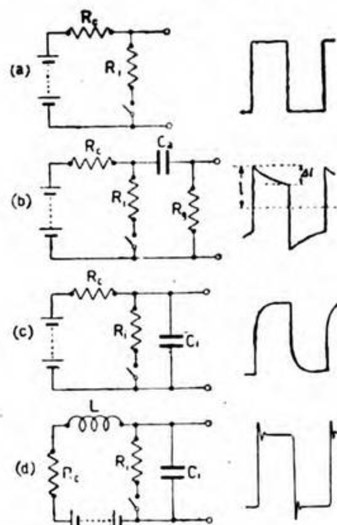


Fig. 4. — Circuiti equivalenti semplificati per le varie frequenze e deformazioni corrispondenti: *a*) frequenza di lavoro; *b*) frequenze basse; *c*) frequenze alte; *d*) intervento dell'induttanza parassita quando R_c è molto piccola.

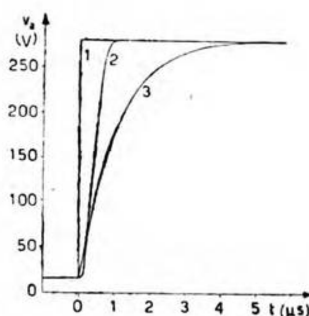


Fig. 5. — Deformazione del lato verticale del rettangolo: 1, rettangolo teorico; 2, deformazione dovuta alle curvature delle caratteristiche; 3, deformazione dovuta alla presenza delle capacità parassite.

$$[6] \quad \begin{cases} \dfrac{\Delta l}{l} = 1 - e^{-\frac{1}{R_n C_a} \frac{T}{2}} & \text{(alternanza negativa),} \\[2ex] \dfrac{\Delta l}{l} = 1 - e^{-\frac{1}{R_p C_a} \frac{T}{2}} & \text{(alternanza positiva).} \end{cases}$$

Quando le costanti di tempo $C_a R_n$ e $C_a R_p$ sono così grandi di fronte al semiperiodo che nello sviluppo in serie degli esponenziali ci si possa fermare alla prima potenza, si ha semplicemente:

$$[7] \quad \begin{cases} \dfrac{\Delta l}{l} = \dfrac{T}{2 R_n C_a} & \text{(alternanza negativa),} \\[2ex] \dfrac{\Delta l}{l} = \dfrac{T}{2 R_p C_a} & \text{(alternanza positiva).} \end{cases}$$

Le formole [6] o [7], insieme con la [2], mostrano su quali elementi occorra influire per ottenere una deformazione prefissata ad una conveniente frequenza; in particolare, dati gli elementi del circuito, possono servire per individuare le più basse frequenze al di sopra delle quali il diagramma può essere considerato rettangolare con la precisione voluta.

c) Frequenze alte: Per esse, dato il valore elevato di R_g in confronto con le altre due resistenze, e il valore, anch'esso elevato, di C_a in confronto con le altre due capacità dello schema della figura 3 *b*, si può ammettere R_g infinita e C_a infinita anch'essa, ossia in corto circuito. Resta quindi la capacità $C_i = C_p + C_g$, risultante dal parallelo fra la capacità placca-catodo del tubo e la capacità di entrata del tubo successivo. Durante l'alternanza negativa, C_i si carica attraverso R_c con legge esponenziale: se la costante di tempo è piccola di fronte al semiperiodo di e_g, la tensione ai capi del condensatore raggiunge il valore E durante il semiperiodo. Durante l'alternanza positiva, il condensatore si scarica con legge esponenziale e raggiunge la tensione $\dfrac{E\,R_i}{R_c + R_i}$.
L'equazione del circuito, durante l'alternanza negativa e positiva, è:

$$[8]\qquad \begin{cases} C_i\,R_c\,\dfrac{dv_a}{dt} + v_a = E\,, \\[2ex] C_i\,R_c\,\dfrac{dv_a}{dt} + \left(1 + \dfrac{R_c}{R_i}\right) v_a = E\,. \end{cases}$$

Le soluzioni sono:

$$[9]\qquad \begin{cases} v_a = E\left(1 - \dfrac{R_c}{R_c + R_i}\, e^{-\frac{1}{C_i\,R_c}\Delta t}\right) \text{(alternanza negativa)}, \\[2ex] v_a = \dfrac{E}{R_c + R_i}\left(R_i + R_c\, e^{-\frac{1}{R_i\,C_i\,R_c}\Delta t}\right) \text{(alternanza positiva)}. \end{cases}$$

Nella figura 5 è rappresentato l'andamento della tensione di placca in funzione del tempo, corrispondente all'alternanza negativa, supponendo: $C_i = 20$ μμF, $R_i = 2500\ \Omega$, $R_c = 50$ kΩ, $E = 280$ V (curva 3); esso è messo in confronto con l'andamento rettangolare teorico (curva 1) corrispondente allo schema della figura 4 *a*. Nella stessa figura è pure disegnato (curva 2) il lato obliquo del trapezoide che si otterrebbe con un tubo 6J7G, se non esistessero le capacità interne; esso corrisponde ad una tensione sinusoidale di frequenza 5000 Hz ed è stato costruito graficamente utilizzando le caratteristiche della figura 1.

Le formole [9] mostrano su quali elementi si possa influire per ottenere la minima deformazione. Scelto il tubo rettangolatore e l'amplificatore successivo, l'unico elemento variabile rimane R_c; essa non può per altro essere resa troppo piccola perchè altrimenti, come appare subito dal confronto fra le due caratteristiche della figura 1, diminuisce troppo la pendenza del lato obliquo. Inoltre, quando R_c è molto piccola, nasce

un'altra deformazione causata dalla presenza inevitabile di una piccola induttanza L in serie ad R_c (fig. 4 *d*). In corrispondenza ai transitori di apertura e di chiusura dell'interruttore, il circuito R_c, L, C_i entra in oscillazione; la tensione anodica sorpassa il valore che assumerebbe in assenza di L, poi decresce e, dopo un certo numero di oscillazioni smorzate, raggiunge il valore di regime. In pratica, lo smorzamento è così forte che la tensione sorpassa appena il valore di regime con un unico guizzo molto veloce, che di solito all'oscillografo è appena visibile. Normalmente il fenomeno è dannoso, ma qualche volta può essere conveniente esaltarlo, aggiungendo una piccola induttanza con una resistenza opportuna in derivazione: è uno dei metodi usati per ottenere rapidi guizzi di tensione.

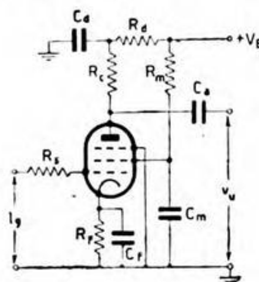


Fig. 6. — Schema completo del circuito rettangolatore.

4. - Il circuito del pentodo rettangolatore mostrato in figura 1 non è completo; in pratica lo schema è quello della figura 6, che comprende la cellula di disaccoppiamento (R_d, C_d) per l'alimentazione anodica, la resistenza R_m e il condensatore C_m, per l'alimentazione della griglia schermo, e in fine la resistenza R_f e il condensatore C_f per la polarizzazione catodica. Il dimensionamento non esatto di tali elementi può portare, nelle basse frequenze, una notevole deformazione del tipo già esaminato (fig. 4 *b*); occorre perciò che, per le frequenze di lavoro, le costanti di tempo $R_d C_d$, $R_m C_m$, $R_f C_f$ siano molto grandi di fronte al semiperiodo.

Spesso in pratica, per maggiore comodità, il catodo è collegato direttamente alla massa; il tubo lavora così con polarizzazione zero e le due semionde della tensione rettangolare non sono più esattamente uguali, ma l'effetto è poco sensibile, specialmente se la tensione e_g di entrata è molto elevata.

Riassumendo, gli accorgimenti che si devono seguire per ottenere buone tensioni rettangolari sono: scegliere un pentodo che abbia un'interdizione brusca, un intervallo di funzionamento lineare ristretto e caratteristiche che si avvicinino al tipo idealizzato; applicare alla griglia tensioni sufficientemente alte e in fine dimensionare bene, per le frequenze di lavoro, le varie costanti di tempo. In tali condizioni è possibile ottenere, con un solo pentodo, tensioni rettangolari di precisione non inferiore a quelle ricavabili con circuiti più complicati e con maggior numero di tubi.

Lo scrivente è vivamente grato al professore G. Vallauri per le osservazioni ed i suggerimenti di cui gli è stato largo.

Brindisi - Accademia Navale.

VARIATORI DI FASE PER OSCILLOGRAFI A COORDINATE POLARI

RENATO RICAMO

Viene studiato per un oscillografo polare l'errore nella misura del tempo quando la base presenti ellitticità. Si esaminano le cause dell'ellitticità, che si riducono ad un errore di ampiezza e ad un errore di fase. Per il caso di deviazione elettrostatica vengono studiati tutti i possibili variatori di fase a ponte, i cui lati siano costituiti o da una sola resistenza o da una pura reattanza. Questi risultano in numero di quindici e per ciascuno vengono calcolate le variazioni di ampiezza e di fase per instabilità della frequenza di alimentazione. Scelti i quattro circuiti più convenienti in pratica, si calcola per ciascuno di essi lo schiacciamento dell'ellisse base dei tempi per errori dovuti ai circuiti o per effetto di variazioni di temperatura.

1. - Premessa.

In un oscillografo a raggi catodici polare, la base dei tempi circolare viene ottenuta mediante due campi elettrici o magnetici, alternativi, sinusoidali, di ugual pulsazione ω, ortogonali, di uguale ampiezza (1) e di fasi differenti di $\pi/2$.

Se tutte queste condizioni sono soddisfatte, il tempo t intercorrente tra due fenomeni, che dànno luogo a due segnali distanti angolarmente di α sullo schermo dell'oscillografo, è senz'altro espresso da:

$$t = \frac{\alpha}{\omega} \qquad [1]$$

e la fase ψ del secondo rispetto al primo è data da:

$$\psi = \alpha .$$

Se i moti componenti non sono di uguale ampiezza o non sono differenti in fase di $\pi/2$, anzichè un cerchio, si ottiene un'ellisse; in tale caso non è più in generale $\psi = \alpha$ poichè l'ellisse non viene descritta con velocità angolare costante. Ci si propone di stabilire nei vari casi possibili la

(1) Nel caso di deviazione elettrostatica si presuppone anche nel seguito che la « sensibilità » delle coppie di placchette di deviazione sia uguale.

relazione intercorrente tra ψ e α. Più precisamente si vuol prevedere quale errore si commette identificando ψ con α in relazione con lo schiacciamento $\Delta m = m - 1$, con $m = q/p$ rapporto dei due semiassi q e p dell'ellisse. Ovviamente le considerazioni generali valgono per oscillografi polari a base dei tempi ottenuta sia magneticamente, sia elettricamente. Si considera però in particolare lo schiacciamento in funzione delle imprecisioni con cui sono attuati gli elementi dei circuiti variatori di fase, nel caso di deviazione elettrostatica.

2. - Generalità.

Una tensione alternativa e_x, per esempio del tipo:

[2] $$e_x = E_{xM} \cos \omega t,$$

applicata alla coppia di placchette P_1, P_2 di deviazione dell'oscillografo, generi un campo elettrico rappresentabile con un vettore **A**, il cui modulo varia nel tempo con la legge $A_M \cos \omega t$.

Si ammetta che le deviazioni della traccia elettronica P sullo schermo fluorescente siano proporzionali al campo elettrico e avvengano con ritardo trascurabile. Scegliendo opportunamente le unità di misura, in ogni istante lo spostamento x di P rispetto alla posizione di riposo O, misura senz'altro la tensione e_x applicata e si ha:

[3] $$x = a \cos \omega t.$$

Analogamente si ha per la tensione e_y applicata alla coppia P_3, P_4:

[4] $$e_y = E_{yM} \cos (\omega t + \varphi),$$

cui corrispondono un campo elettrico **B**, che presenta il valore istantaneo $B_M \cos (\omega t + \varphi)$, e spostamenti di P nella direzione y:

[5] $$y = b \cos (\omega t + \varphi).$$

Si suppongano le direzioni x ed y ortogonali. Dallo studio della composizione dei moti armonici ortogonali risulta che il moto di P a causa dell'azione simultanea dei campi **A** e **B** è in generale un moto ellittico.

L'ellisse di semiassi p e q (fig. 1) viene descritta con pulsazione ω e il suo asse maggiore q è inclinato di un angolo ϑ rispetto all'asse y tale che [2]:

[6] $$\tan 2\vartheta = \frac{2\,ab \cos \varphi}{b^2 - a^2}.$$

---

(2) Infatti se:

[a] $$\begin{cases} x = a \cos \omega t \\ y = b \cos (\omega t + \varphi) \end{cases}$$

sono le equazioni parametriche dell'ellisse, si ha, eliminando il tempo:

[b] $$\frac{x^2}{a^2} - \frac{2\,x\,y}{a\,b} \cos \varphi + \frac{y^2}{b^2} = \operatorname{sen}^2 \varphi .$$

Se agli elettrodi per la deviazione radiale dell'oscillografo polare viene applicata una successione di impulsi intervallati di un tempo uguale al periodo T corrispondente alla pulsazione ω, sullo schermo dell'oscillografo si vede staccarsi dall'ellisse una figura che rappresenta lo sviluppo dell'impulso nel tempo, su di una base non rettilinea e descritta con velocità non uniforme.

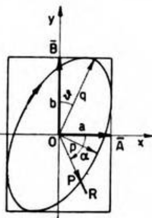


Fig. 1. — Ellisse per errori di fase e di ampiezza contemporanei.

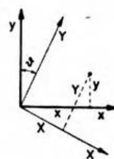


Fig. 2. — Rotazione degli assi.

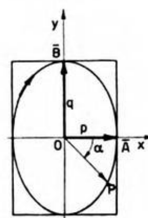


Fig. 3. — Ellisse per errore di ampiezza.

Per semplicità si suppone che l'impulso sia di durata $\tau \ll T$ in modo che esso dia luogo sullo schermo semplicemente ad un segmentino PR nella direzione del raggio vettore e staccantesi dall'ellisse.

Il nostro problema ci riconduce a stabilire quale relazione vi sia tra l'angolo α che il raggio vettore OP forma con l'asse x e il tempo t_α che il raggio vettore stesso spende a descriverlo. La soluzione è molto facile se ci si riferisce a qualche caso particolare. A seguire questa via si è condotti anche dall'osservazione che in pratica l'ellisse si può avere soltanto in tre modi:

1) o per il fatto che i due campi **A**, **B** non sono di uguale ampiezza, pur essendo $\psi = \pi/2$, si parlerà allora di *errore di ampiezza*;

Per una rotazione di ϑ gradi degli assi, si ha (fig. 2):

$$[c] \qquad \begin{cases} x = X \cos\vartheta + Y \,\mathrm{sen}\,\vartheta \\ y = Y \cos\vartheta - X \,\mathrm{sen}\,\vartheta . \end{cases}$$

Affinchè l'ellisse risulti riferita ai propri assi occorre che la [b], trasformata per le [c], abbia la forma canonica $X^2/a^2 + Y^2/b^2 = 1$, per il che è necessario che il coefficiente del termine in $X\,Y$ sia uguale a zero, e cioè sia:

$$\frac{1}{2\,a^2}\,\mathrm{sen}\,2\vartheta - \frac{1}{2\,b^2}\,\mathrm{sen}\,2\vartheta - \frac{\cos\varphi}{ab}\cos 2\vartheta = 0,$$

da cui la [6].

2) o perchè, pur essendo $A_M = B_M$, non si ha $\varphi = \pi/2$ e si dirà allora di avere un *errore di fase*;

3) o per la presenza contemporanea dei due errori.

Si dice « errori » perchè si presuppone che ci si sia proposti di ottenere un cerchio.

Si vedrà come non sia essenziale per la trattazione lo studio del terzo caso che del resto porterebbe ad espressioni più complicate senza con ciò chiarire maggiormente il problema.

3. - Errore di ampiezza.

Se i due campi **A**, **B** non sono di uguale ampiezza ma hanno differenza di fase $\varphi = \pi/2$ le [3] e [5] diventano:

[7] $$x = a \cos \omega t\,, \quad y = -b \operatorname{sen} \omega t\,,$$

che sono le equazioni parametriche di una ellisse di semiassi a e b descritta in senso orario e riferita ai propri assi come quella di figura 3.

Dalle [7] si ha:

[8] $$\frac{y}{x} = \tan \alpha = -\frac{b}{a} \tan \omega t\,,$$

dove il segno meno sta a indicare soltanto che l'ellisse viene descritta in senso contrario a quello trigonometrico. Infatti per $t = 0$, $\alpha = 0$ e per t crescente da zero a $T/4$, α aumenta in valore assoluto, ma è sempre negativo, del che si ha conferma osservando che per tale intervallo y è negativo.

Detti ψ l'angolo ωt ed m il rapporto b/a, si può scrivere per le [8], se si considera il valore assoluto di α:

[9] $$\tan \alpha = m \tan \psi\,,$$

dove ψ rappresenta evidentemente la fase del segnale, nel nostro caso dell'impulso PR (fig. 1), rispetto alla fase del campo **A**. Dalla [9] risulta:

$$\alpha = \psi \text{ per } \alpha = k\,\pi/2 \quad (k = 0, 1, 2, \ldots)\,,$$

il che significa che nei quattro vertici dell'ellisse è $\alpha - \psi = 0$ cioè l'errore è nullo.

Poichè:

$$\tan(\alpha - \psi) = \frac{\tan \alpha - \tan \psi}{1 + \tan \alpha \tan \psi}\,,$$

si ha per la [9]:

[10] $$\alpha - \psi = \arctan \frac{(m-1) \tan \alpha}{m + \tan^2 \alpha}\,.$$

Il denominatore del secondo membro è sempre positivo e quindi il segno dell'errore $\alpha - \psi$ è quello di $\tan \alpha$.

I valori di α, che s'indicano con $\alpha_{(\alpha-\psi)\,max}$, per i quali si ha il massimo errore, si possono determinare calcolando i massimi e i minimi della funzione $(\alpha - \psi) = f(\alpha)$ rappresentata dalla [10]. Risulta:

$$[11] \qquad \alpha_{(\alpha-\psi)\,max} = \arctan(\pm\sqrt{m}) \,.$$

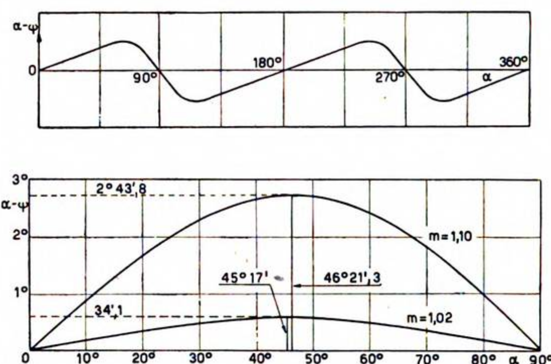


Fig. 4. — Andamento generico dell'errore $\alpha - \psi$ per ellitticità della base dei tempi.

Fig. 5. — Curve dell'errore $\alpha - \psi$ per ellitticità della base dei tempi.

Se è $m > 1$ si deduce allora che dev'essere $\alpha_{(\alpha-\psi)\,max} > \pi/4$ nel primo quadrante, $< 3\pi/4$ nel secondo, $> 5\pi/4$ nel terzo e $< 7\pi/4$ nel quarto. In particolare si ha:

$$\alpha_{(\alpha-\psi)\,max} = 45^\circ\, 17',0, \text{ per } m = 1{,}02 \,;$$

$$\alpha_{(\alpha-\psi)\,max} = 46^\circ\, 21',3, \text{ per } m = 1{,}10.$$

L'andamento generale della funzione $\alpha - \psi$ lungo l'intero giro è rappresentato nella figura 4, che è puramente indicativa e dove si è volutamente esagerato il discostarsi del massimo di ogni tratto di curva relativo ad un quadrante rispetto all'ordinata condotta per il centro dell'intervallo.

In figura 5 sono riportate le curve di $\alpha - \psi$ in funzione di α per i valori $m = 1{,}02$ e $1{,}10$ e per α compreso tra 0° e 90°. Le curve sono state costruite per calcolo secondo la formula [10].

Gli errori massimi $(\alpha - \psi)_{max}$ si calcolano in base alle [10] e [11] e si ha:

$$(\alpha - \psi)_{max} = \arctan\left(\pm \frac{m-1}{2\sqrt{m}}\right).$$

Indicando con Δm l'espressione $m - 1$ che rappresenta, per così dire, lo « schiacciamento » dell'ellisse (al cerchio corrisponderebbe schiacciamento $\Delta m = 0$ dato che per esso è $m = 1$) si ha, con sufficiente approssimazione, per ellissi poco schiacciate:

$$[12] \qquad (\alpha - \psi)_{\max} = \arctan\left(\pm \frac{\Delta m}{2}\right).$$

E così si ha:

$$(\alpha - \psi)_{\max} = 34',1, \text{ per } m = 1,02 ;$$

$$(\alpha - \psi)_{\max} = 2^\circ 43',8, \text{ per } m = 1,10 .$$

È da notare che mentre un'ellisse di schiacciamento $\Delta m = 10\,\%$ è sensibilmente diversa da una circonferenza, l'occhio non nota uno schiacciamento $\Delta m = 2\,\%$, che del resto sullo schermo di un oscillografo è appena rilevabile per sovrapposizione con una circonferenza ottenuta con il compasso.

4. - Errore di fase.

Per trovare una relazione tra lo schiacciamento $\Delta m = m - 1$ dell'ellisse e l'errore $\Delta\varphi$ della fase rispetto alla quadratura, conviene considerare l'ellisse ottenuta sullo schermo dell'oscillografo come generata da due campi **A** e **B** ortogonali e di uguale ampiezza $A_M = B_M$. Qualunque sia il valore di φ deve necessariamente essere, per la [6], $\vartheta = 45^\circ$ (fig. 6) e quindi è $2x^2 = p^2$, per $x = -y$, e $2x^2 = q^2$, per $x = +y$.

Le lunghezze dei semiassi p e q dell'ellisse si possono calcolare allora immediatamente dalle [3] e [5] ponendo rispettivamente le condizioni $x = -y$ e $x = +y$. Tenendo conto che deve essere $a = b$, si ottiene:

$$p = a\sqrt{\frac{\operatorname{sen}^2\varphi}{1 + \cos\varphi}}, \qquad q = a\sqrt{\frac{\operatorname{sen}^2\varphi}{1 - \cos\varphi}}.$$

Se ne deduce:

$$\frac{q}{p} = m = \frac{1}{\tan\frac{\varphi}{2}}.$$

L'errore Δm in funzione di $\Delta\varphi$ si calcola differenziando quest'ultima espressione e si ottiene:

$$\Delta m = -\frac{1}{2\operatorname{sen}^2\frac{\varphi}{2}}\Delta\varphi .$$

Per i valori di φ intorno a $\pi/2$, a cui corrisponde $m = 1$, si ha:

$$[13] \qquad \Delta m = -\Delta\varphi .$$

Si può stabilire così che, se si vuole $m < 1{,}02$, cioè uno schiacciamento Δm non maggiore del 2 %, occorre attuare i circuiti con una precisione tale che l'errore $\Delta\varphi$ di fase sia inferiore a 0,02 rad, cioè a $1^{\circ}\,10'$.

In generale l'ellisse si presenta inclinata di ϑ gradi rispetto ad esempio alla direzione x; i campi infatti hanno in generale ampiezza non uguale e differenza di fase diversa da 90°, ma per quanto riguarda la differenza tra le fasi di due punti dell'ellisse è indifferente considerare questa sotto l'aspetto del paragrafo 3 o del paragrafo 4, cioè supporre rispettivamente $\vartheta = 0^{\circ}$ e $\vartheta = 45^{\circ}$, come si sa dai noti teoremi di scomposizione dei moti.

5. - Circuiti variatori di fase.

Il circuito capace di fornire due tensioni e_x ed e_y di uguale ampiezza e spostate di fase di un angolo $\varphi = \pi/2$ deve necessariamente essere un esapolo (che può ridursi a un quadripolo), essendo due i morsetti di entrata e due quelli di ciascuna tensione di uscita.

La maniera più semplice di ottenerlo è quella di utilizzare un quadripolo a ponte di cui si suppone per semplicità che ciascun lato sia costi-

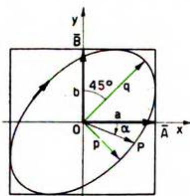


Fig. 6. — Ellisse per errore di fase.

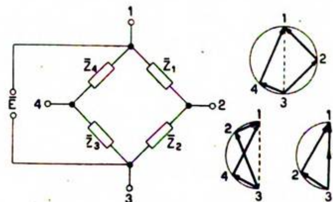


Fig. 7. — Circuito a ponte generico e diagrammi vettoriali delle tensioni per il caso di lati costituiti o da una sola resistenza o da una sola reattanza pura.

tuito o da una resistenza o da una pura reattanza non nulle (fig. 7). Le tensioni dei due lati di uno stesso ramo del ponte sono quindi sempre o in quadratura o in fase e il diagramma relativo è perciò iscritto in una semicirconferenza; le due semicirconferenze corrispondenti ai due rami del ponte possono essere distinte o sovrapposte. Le due tensioni di uscita e_x ed e_y possono essere ricavate da una combinazione qualunque a due a due dei quattro morsetti di uscita, anche con ripetizione di uno dei morsetti, nel qual caso sono evidentemente da escludersi le combinazioni dei tre morsetti di un solo ramo del ponte.

Conviene per il sèguito ricorrere alla notazione mediante i numeri complessi per le grandezze alternative. Così la tensione di cui si è indicato

con e_x il valore istantaneo, può essere rappresentata mediante un vettore $\mathbf{E}_x$ e analogamente si userà il vettore $\mathbf{E}_y$ per la tensione di valore istantaneo e_y. Se s'indica con $\mathbf{E}$ la tensione applicata al ponte tra i morsetti 1 e 3, e con $\mathbf{V}_{12}$ la tensione ricavata tra i morsetti 1 e 2 e così via, si ha, per esempio:

$$\mathbf{V}_{12} = \mathbf{E}\ (u_1 + jv_1) \tag{14}$$

dove $u_1 + jv_1$, funzione delle impedenze $\mathbf{Z}_1$, $\mathbf{Z}_2$, è un numero complesso di dimensioni fisiche nulle ma la cui applicazione al vettore $\mathbf{E}$ ne altera il modulo e l'argomento; il modulo di $\mathbf{V}_{12}$ risulta uguale al prodotto del modulo di $\mathbf{E}$ per il modulo di $u_1 + jv_1$ e l'argomento di $\mathbf{V}_{12}$ è uguale a quello di $\mathbf{E}$ più quello di $u_1 + jv_1$, il che significa che $\mathbf{V}_{12}$ anticipa rispetto ad $\mathbf{E}$ di un angolo $\varkappa$ tale che $\tan \varkappa = v_1/u_1$.

Per comodità di discorso si dirà che $\mathbf{V}_{12}$ ritarda rispetto ad $\mathbf{E}$ di un angolo $-\varkappa$, cioè, con il linguaggio usuale, si dirà che la fase di $\mathbf{V}_{12}$ rispetto ad $\mathbf{E}$ è $\varphi = -\varkappa$ e quindi:

$$\tan \varphi = -\frac{v_1}{u_1}\,. \tag{15}$$

Per il nostro scopo occorre che le due tensioni $\mathbf{E}_x$ ed $\mathbf{E}_y$ siano di uguale ampiezza e differenti di fase di $\pi/2$ e quindi sia:

$$\mathbf{E}_x = \pm\, j\, \mathbf{E}_y\,, \tag{16}$$

e per la [14]:

$$u_1 + j\,v_1 = \pm\, j\ (u_2 + jv_2).$$

Se s'indicano con φ_x e φ_y rispettivamente le fasi di $\mathbf{E}_x$ ed $\mathbf{E}_y$ rispetto ad $\mathbf{E}$, si ha:

$$\tan \varphi_x = -\frac{v_1}{u_1}\,, \qquad \tan \varphi_y = -\frac{v_2}{u_2}\,, \tag{17}$$

e poichè dev'essere $\varphi_x = \varphi_y \pm \pi/2$, risulta:

$$\tan \varphi_x = -\cot \varphi_y\,, \tag{18}$$

e per le [17]:

$$\frac{v_1}{u_1} = -\frac{u_2}{v_1}\,. \tag{19}$$

Premesso ciò, si può analizzare, per tutte le combinazioni dei morsetti di uscita, come devono essere attuati i lati del ponte affinchè la [16] sia soddisfatta.

1° *Caso* (*due lati adiacenti*).

$$\mathbf{E}_x = \mathbf{V}_{43}\,, \quad \mathbf{E}_y = \mathbf{V}_{23}\,.$$

Per la [16] si ha allora:

[20] $$\frac{\mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_3 + \mathbf{Z}_4} = \pm j \frac{\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2}.$$

Se $\mathbf{Z}_3$ e $\mathbf{Z}_4$ sono due resistenze o due reattanze, il primo membro non ha parte immaginaria e dovrebbe essere $\mathbf{Z}_2/(\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2) = 0$, e quindi $\mathbf{Z}_2 = 0$, contro l'ipotesi. Perciò $\mathbf{Z}_3$ e $\mathbf{Z}_4$ devono essere l'una una resistenza, l'altra una reattanza e conseguentemente anche $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ devono essere per la [20] l'una una reattanza, l'altra una resistenza. L'analisi della [20] mostra allora che i casi possibili sono 8, di cui 3 soltanto i distinti, considerando identici quelli in cui vengono scambiati tra di loro i due rami del ponte, oppure contemporaneamente $\mathbf{Z}_1$ con $\mathbf{Z}_2$ e $\mathbf{Z}_3$ con $\mathbf{Z}_4$.

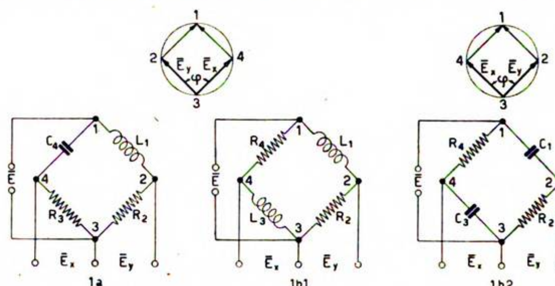


Fig. 8. — Variatori di fase del tipo 1 e relativi diagrammi delle tensioni.

Tipo 1 a. — Una prima serie di casi si ha ponendo $\mathbf{Z}_1 = jX_1$, $\mathbf{Z}_2 = R_2$, $\mathbf{Z}_3 = R_3$, $\mathbf{Z}_4 = jX_4$. Conviene scrivere la [20] sotto la forma:

[21] $$\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_2} = \pm j \frac{\mathbf{Z}_3 + \mathbf{Z}_4}{\mathbf{Z}_3} - 1,$$

che nel caso considerato diventa:

$$\frac{X_1}{R_2} = \pm \frac{R_3 + jX_4}{R_3} + j.$$

Uguagliando le parti reali e i coefficienti delle immaginarie dei due membri si ha rispettivamente:

[22] $$X_1 = \pm R_2, \quad X_4 = \mp R_3,$$

il che corrisponde a un solo caso distinto (fig. 8). La variazione dei segni conduce allo scambio dei due rami del ponte, e non dà quindi luogo a due casi diversi.

Tipo 1 b. — Una seconda serie di casi si ha scambiando le caratteristiche di due lati di uno stesso ramo scelto a piacere. Ad esempio può porsi $\mathbf{Z}_1 = jX_1$, $\mathbf{Z}_2 = R_2$, $\mathbf{Z}_3 = jX_3$, $\mathbf{Z}_4 = R_4$, e, sostituendo nella [21] tali valori delle impedenze, si ricava:

$$R_4 = \pm X_3\,, \quad X_1 = \pm R_2\,. \qquad [23]$$

Ciò corrisponde a due soli casi distinti (fig. 8).

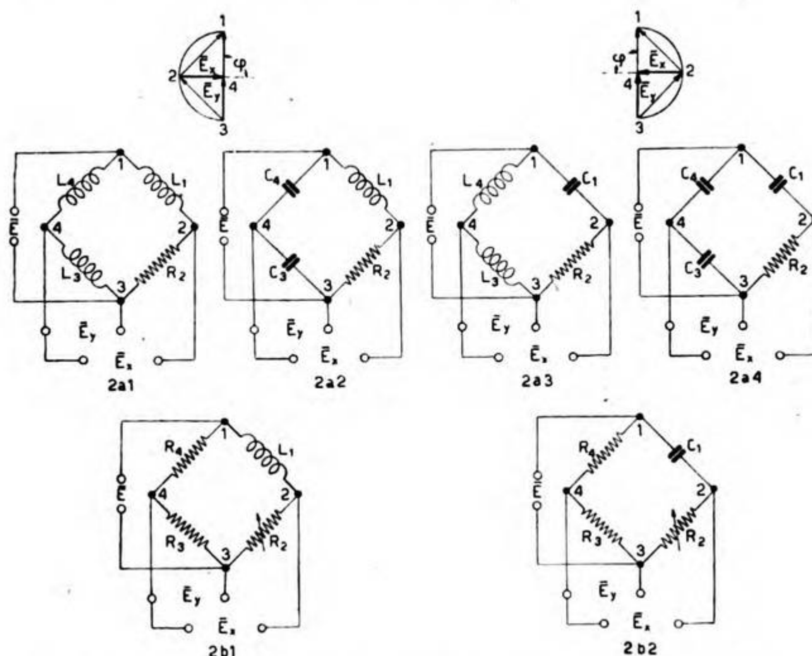


Fig. 9. — Variatori di fase del tipo 2 e relativi diagrammi delle tensioni.

2° *Caso* (*un lato e una diagonale*).

$$\mathbf{E}_x = \mathbf{V}_{24}\,, \quad \mathbf{E}_y = \mathbf{V}_{34}\,.$$

Dai diagrammi vettoriali della figura 7 risulta immediatamente che la tensione $\mathbf{V}_{24}$ non può mai essere uguale in modulo e spostata in fase di $\pi/2$ rispetto a quella di uno dei lati, se non nel caso in cui il punto 2 (oppure il 4) si trovi allineato con i punti 1 e 3. Ciò può essere ottenuto soltanto se le reattanze dei due lati di uno dei due rami del ponte sono dello stesso tipo. Si considerano quindi i due casi in cui $\mathbf{Z}_3$ e $\mathbf{Z}_4$ siano

entrambe reattanze o resistenze. Si ha:

$$\frac{\mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_3 + \mathbf{Z}_4} - \frac{\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2} = \pm j \frac{\mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_3 + \mathbf{Z}_4}. \qquad [24]$$

Se $\mathbf{Z}_3$ e $\mathbf{Z}_4$ sono due reattanze, $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ devono essere l'una una resistenza e l'altra una reattanza.

Tipo 2 a. — Posto $\mathbf{Z}_1 = jX_1$, $\mathbf{Z}_2 = R_2$, $\mathbf{Z}_3 = jX_3$, $\mathbf{Z}_4 = jX_4$, dalla [24], tenuto conto delle [20], si ricava:

$$R_2 = \pm X_1, \quad X_3 = X_4; \qquad [25]$$

vi corrispondono quattro casi distinti, rappresentati nella figura 9. Altri quattro casi sono possibili se si scambia $\mathbf{Z}_1$ con $\mathbf{Z}_2$, ma ciò equivale praticamente soltanto a variare di π la fase della tensione $\mathbf{E}_x$.

Tipo 2 b. — Se invece $\mathbf{Z}_3$ e $\mathbf{Z}_4$ sono due resistenze, allora $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ devono essere nuovamente l'una una resistenza, l'altra una reattanza in modo che sussista la [24]. Ponendo $\mathbf{Z}_1 = jX_1$, $\mathbf{Z}_2 = R_2$, $\mathbf{Z}_3 = R_3$, $\mathbf{Z}_4 = R_4$, si hanno con le solite condizioni:

$$X_1 = \pm R_2, \quad R_4 = R_3, \qquad [26]$$

che corrispondono ad altri due casi rappresentati ancora nella figura 9. Altri due casi sono possibili scambiando $\mathbf{Z}_1$ con $\mathbf{Z}_2$, ma ciò fa soltanto variare di π la fase della tensione $\mathbf{E}_x$.

È da rilevare che in questo 2º caso si è verificata la condizione $\mathbf{Z}_3 = \mathbf{Z}_4$, l'ampiezza di $\mathbf{E}_x$ è indipendente da R_2 (o da R_1 se si scambia $\mathbf{Z}_1$ con $\mathbf{Z}_2$), mentre la sua fase può variare da 0 a π rispetto a quella di $\mathbf{E}_y$ al variare di R_2 da ∞ a 0.

3º Caso (due diagonali).

$$\mathbf{E}_x = \mathbf{V}_{31}, \quad \mathbf{E}_y = \mathbf{V}_{24}.$$

Si ha:

$$\frac{\mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_3 + \mathbf{Z}_4} - \frac{\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2} = \pm j. \qquad [27]$$

Se $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ sono due resistenze oppure due reattanze, necessariamente $\mathbf{Z}_3$ e $\mathbf{Z}_4$ devono essere l'una una resistenza e l'altra una reattanza. Ma in questo caso il coefficiente dell'immaginario del primo membro, che dev'essere uguale all'unità, si riduce al tipo $\frac{r\,s}{r^2 + s^2} = \pm 1$ con r ed s diversi da 0, il che è assurdo. Il medesimo discorso può essere ripetuto per il ramo contenente $\mathbf{Z}_3$ e $\mathbf{Z}_4$, per cui si conclude che ciascun ramo dev'essere costituito da una reattanza e da una resistenza. Si hanno così due serie di casi possibili.

Tipo 3 a. — Sia ad esempio $\mathbf{Z}_1 = jX_1$, $\mathbf{Z}_2 = R_2$, $\mathbf{Z}_3 = jX_3$, $\mathbf{Z}_4 = R_4$. Sostituendo tali valori nella [27] e uguagliando le parti reali e i coefficienti dell'immaginario dei due membri, si ricava mediante semplici operazioni:

[28] $$X_1 = \pm R_2\,, \quad X_3 = \pm R_4\,,$$

con l'avvertenza che si devono assumere simultaneamente i segni omonimi. Si hanno così due soli casi possibili (fig. 10).

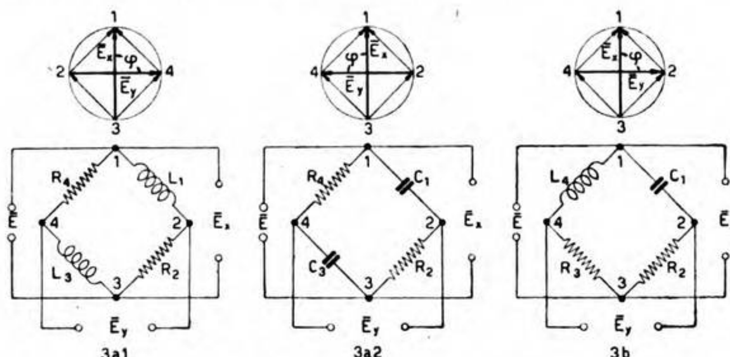


Fig. 10. — Variatori di fase del tipo 3 e relativi diagrammi delle tensioni.

Tipo 3 b. — Un'altra serie di casi si ottiene scambiando $\mathbf{Z}_3$ con $\mathbf{Z}_4$, ponendo cioè $\mathbf{Z}_1 = jX_1$, $\mathbf{Z}_2 = R_2$, $\mathbf{Z}_3 = R_3$, $\mathbf{Z}_4 = jX_4$. Con il solito metodo si ottiene facilmente:

[29] $$X_1 = \pm R_2\,, \quad X_4 = \pm R_3\,,$$

il che dà luogo a un solo caso distinto (fig. 10), dato che si devono assumere contemporaneamente i segni eteronimi.

4° Caso (due lati opposti).

$$\mathbf{E}_x = \mathbf{V}_{12}\,, \quad \mathbf{E}_y = \mathbf{V}_{34}\,.$$

Si ha:

[30] $$\frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2} = \pm j \frac{\mathbf{Z}_3}{\mathbf{Z}_3 + \mathbf{Z}_4}\,.$$

Se $\mathbf{Z}_3$ e $\mathbf{Z}_4$ sono entrambe due resistenze o due reattanze dev'essere $\mathbf{Z}_1 = 0$, il che è contrario all'ipotesi. Analogamente, se $\mathbf{Z}_1$ e $\mathbf{Z}_2$ sono due resistenze o due reattanze, si ha $\mathbf{Z}_3 = 0$, come era da aspettarsi trattandosi dello scambio dei due rami del ponte.

Tipo 4 a. — Si ponga quindi che sia: $\mathbf{Z}_1 = jX_1$, $\mathbf{Z}_2 = R_2$, $\mathbf{Z}_3 = R_3$, $\mathbf{Z}_4 = jX_4$. Se si scrive la [30] sotto la forma:

[31] $$\frac{\mathbf{Z}_4}{\mathbf{Z}_3} = \pm j \frac{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1} - 1 ,$$

e si sostituiscono al posto delle $\mathbf{Z}$ i valori corrispondenti, si ha per le [20]:

[32] $$X_1 = \pm R_2 ; \quad X_4 = \pm R_3 ,$$

il che corrisponde ai due casi rappresentati per primi nella figura 11.

Tipo 4 b. — Se si scambia $\mathbf{Z}_3$ con $\mathbf{Z}_4$, si ha $\mathbf{Z}_1 = jX_1$, $\mathbf{Z}_2 = R_2$, $\mathbf{Z}_3 = jX_3$, $\mathbf{Z}_4 = R_4$, e per la [31], uguagliando le parti reali e i coefficienti dell'unità immaginaria, si ottiene:

[33] $$X_1 = \pm R_2 , \quad R_4 = \mp X_3 ;$$

ciò dà luogo ad un unico caso distinto (fig. 11).

6. - Scelta del circuito variatore di fase.

Dei quindici circuiti a ponte possibili, studiati nel paragrafo precedente, si sceglie in pratica quello più conveniente secondo che o si desiderino fase e ampiezza indipendenti dalla frequenza, oppure si voglia soddisfare ad altre esigenze, come la regolabilità della fase da 0° a 180°, conservando uguali entrambe le ampiezze, ovvero si vogliano ampiezze uguali alla tensione di alimentazione. Ancora si può considerare la stabilità nei riguardi della temperatura.

In ogni caso è da osservare che, come fra poco si riscontrerà, ciascuno dei quindici variatori presenta o ampiezze delle tensioni o differenza di fase tra esse, indipendenti dalla frequenza. Si esaminano ora le due proprietà per ciascun tipo, incominciando dalla seconda.

Per brevità si è ritenuto conveniente esporre più in particolare soltanto i calcoli relativi ai circuiti più utili in pratica, che, come si vedrà, sono quelli indicati con 2 *b* 2, 3 *a* 2, 1 *b* 2, 4 *a* 1 (in ordine d'importanza). Del resto i procedimenti risultano elementari e comuni a molti circuiti.

a) Differenza di fase indipendente dalla frequenza.

Alcuni dei circuiti studiati presentano la proprietà di fornire due tensioni la cui differenza di fase $\varphi = \pi/2$ è indipendente dalla frequenza della tensione di alimentazione del ponte. In tale caso la [18], che qui si ricorda:

[18] $$\tan \varphi_x = - \cot \varphi_y ,$$

o, il che è lo stesso, le [19] sono verificate indipendentemente dalla frequenza, non contengono cioè la pulsazione ω.

Tipo 1 a. — Per questo circuito si ha:

[34] $$\mathbf{E}_x = \mathbf{E}\frac{R_3^2 - j\,R_3\,X_4}{R_3^2 + X_4^2}\,, \qquad \mathbf{E}_y = \mathbf{E}\frac{R_2^2 - j\,R_2\,X_1}{R_2^2 + X_1^2}\,,$$

e quindi, per la [17]:

$$\tan\varphi_x = X_4/R_3\,, \quad \tan\varphi_y = X_1/R_2\,;$$

per la [18] dev'essere $X_4/R_3 = -R_2/X_1$, relazione che non dipende dalla frequenza dato che X_1 e X_4 hanno segno opposto. La differenza di fase di $\pi/2$ risulta quindi indipendente dalla frequenza, se è $R_2\,R_3 = L_1/C_4$, e, se $R_2 = R_3 = R$, si ha $R = \sqrt{L/C}$.

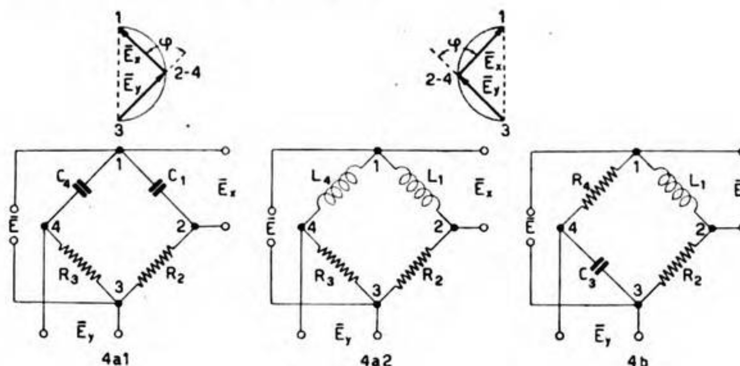


Fig. 11. — Variatori di fase del tipo 4 e relativi diagrammi delle tensioni.

Tipo 1 b. — Con identico metodo si dimostra che per soddisfare la [18] dev'essere $R_4/X_3 = R_2/X_1$. Questa relazione è indipendente dalla frequenza, se X_1 e X_3 hanno ugual segno, com'è imposto dalle [23]. In conclusione, affinchè $\varphi_x - \varphi_y = \pi/2$ sia indipendente dalla frequenza, occorre che sia:

$$R_2/R_4 = L_1/L_3, \text{ per il circuito } 1\,b\,1\,;$$
$$R_2/R_4 = C_3/C_1, \text{ per il circuito } 1\,b\,2\,.$$

Tipo 2 a. — Per i variatori di questo tipo, tenuto conto che per le [25] è $X_3 = X_4$, si dimostra, partendo dalla [24], con procedimento identico a quello che è mostrato per il seguente tipo 2 *b*, che la [18] può essere soddisfatta soltanto se $X_1 = \pm R_2$.

Poichè questa uguaglianza sussiste soltanto per un determinato valore di ω, nessun circuito del tipo 2 *a* fornisce due tensioni di differenza di fase $\varphi = \pi/2$ indipendente dalla frequenza.

Tipo 2 b. — Partendo dalle [24] si trova:

$$[35] \qquad \mathbf{E}_x = \mathbf{E}\left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2^2 - j\, R_2\, X_1}{R_2^2 + X_1^2}\right), \quad \mathbf{E}_y = \mathbf{E}\,\frac{R_3}{R_3 + R_4}\,,$$

da cui:

$$[36] \qquad \tan \varphi_x = \frac{-\dfrac{R_2\, X_1}{R_2^2 + X_1^2}}{\dfrac{R_3}{R_3 + R_4} - \dfrac{R_2^2}{R_2^2 + X_1^2}}\,, \quad \tan \varphi_y = 0\,.$$

Perchè la [18] sia soddisfatta, occorre che si annulli il denominatore della frazione; tenuto conto che per la [26] è $R_3 = R_4$, ciò equivale a porre che sia $X_1 = \pm R_2$, funzione della frequenza.

Tipo 3 a. — Per la [27] si ha:

$$[37] \qquad \tan \varphi_x = 0\,, \tan \varphi_y = \frac{-\left(\dfrac{R_4\, X_3}{R_4^2 + X_3^2} + \dfrac{R_2\, X_1}{R_2^2 + X_1^2}\right)}{\dfrac{X_3^2}{R_4^2 + X_3^2} - \dfrac{R_2^2}{R_2^2 + X_1^2}}\,.$$

Per la [18] si deve annullare il denominatore della frazione che appare nelle [37] e quindi dev'essere $X_1\, X_3 = \pm R_2\, R_4$; ma poichè le [28] impongono che X_1 e X_3 abbiano ugual segno, quest'ultima relazione contiene la frequenza.

Tipo 3 b. — Con identico procedimento si dimostra, partendo dalla [27], che per la [18] dev'essere $R_3\, X_1 = \pm R_2\, X_4$; ma poichè per le [29] le reattanze X_1 e X_4 devono risultare di segno opposto, l'ultima equazione contiene la frequenza e quindi la differenza di fase non è indipendente dalla frequenza.

Tipo 4 a. — Per la [30] è:

$$[38] \qquad \mathbf{E}_x = \mathbf{E}\,\frac{X_1^2 + j\, X_1\, R_2}{X_1^2 + R_2^2}\,, \quad \mathbf{E}_y = \mathbf{E}\,\frac{R_3^2 - j\, R_3\, X_4}{R_3^2 + X_4^2}\,,$$

quindi:

$$\tan \varphi_x = - R_2/X_1\,, \quad \tan \varphi_y = X_4/R_3\,,$$

e perchè sia verificata la [18] dev'essere $R_2/X_1 = R_3/X_4$, uguaglianza che può sussistere indipendentemente dalla frequenza, dato che per la [32] X_1 e X_4 hanno ugual segno.

Tipo 4 b. — Si dimostra che per soddisfare la [18] dev'essere $R_2/X_1 = - X_3/R_4$, relazione che sussiste indipendentemente dalla frequenza, dato che per le [33] X_1 e X_3 hanno segno opposto.

b) Ampiezze indipendenti dalla frequenza.

Si vedrà ora per ciascun circuito se la relazione:

$$[39] \qquad |\mathbf{E}_x| = |\mathbf{E}_y|$$

sussista o no indipendentemente dalla frequenza. Si noti però che la [39] è poco restrittiva, poichè permetterebbe il variare delle due ampiezze col cambiare della frequenza, purchè si conservasse l'uguaglianza. D'altra parte il funzionamento del variatore di fase sarebbe così ancora accettabile, dato che si otterrebbe sullo schermo dell'oscillografo ancora un cerchio se pure di diametro diverso.

Un tale fatto non può tuttavia mai attuarsi: si deduce infatti dall'osservazione dei diagrammi vettoriali delle tensioni che, per i variatori per i quali la differenza di fase è indipendente dalla frequenza, al variare di questa le ampiezze delle due tensioni variano, ma una in aumento, l'altra in diminuzione, mai quindi entrambe nello stesso senso.

La condizione più restrittiva sarebbe quella di porre che ciascuna delle due ampiezze non varii con la frequenza, ma ciò risulterebbe eccessivo, bastando verificare, per quanto si è detto, che una sola di esse sia indipendente dalla frequenza.

Si seguirà però per chiarezza (talvolta per comodità, tal altra perchè si può così stabilire il valore della pulsazione per il quale il funzionamento del variatore è corretto) il criterio espresso dalla [39].

Tipo 1 a. — Per questo circuito si ha:

$$|\mathbf{E}_x| = |\mathbf{E}| \frac{R_3}{\sqrt{R_3^2 + X_4^2}}, \quad |\mathbf{E}_y| = |\mathbf{E}| \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + X_1^2}},$$

e perchè sia verificata la [39] dev'essere $X_4/R_3 = \pm X_1/R_2$; poichè X_1 ed X_4 sono due reattanze che per la [22] devono essere l'una induttiva l'altra capacitiva, la [39] può sussistere soltanto per il particolare valore della pulsazione:

$$[40] \qquad \omega_0 = \sqrt{\frac{R_2}{R_3 L_1 C_4}},$$

e quindi le ampiezze sono funzione della frequenza.

Tipo 1 b. — Essendo:

$$|\mathbf{E}_x| = |\mathbf{E}| \frac{X_3}{\sqrt{R_4^2 + X_3^3}}, \quad |\mathbf{E}_y| = |\mathbf{E}| \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + X_1^2}},$$

si trova come condizione per la validità della [39] $R_4/X_3 = \pm X_1/R_2$; e poichè per le [23] X_1 e X_3 devono avere lo stesso segno, tale relazione non è indipendente dalla frequenza, ma sussiste soltanto per i particolari

valori della pulsazione:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_2 R_4}{L_1 L_2}}\,, \text{ per il circuito } 1\,b\,1, \tag{41}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 R_2 C_3 R_4}}\,, \text{ per il circuito } 1\,b\,2. \tag{42}$$

Tipo 2 a. — Partendo dalle [24], con procedimento identico a quello adottato per il seguente tipo 2 *b*, e tenendo conto che per le [25] dev'essere $X_3 = X_4$, si ottiene $|\mathbf{E}_x| = |\mathbf{E}|/2$, $|\mathbf{E}_y| = |\mathbf{E}|/2$, e quindi la [39] è verificata indipendentemente dalla frequenza.

Tipo 2 b. — Dalla [35] si ha:

$$|\mathbf{E}_x|^2 = |\mathbf{E}|^2 \left[\left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2^2}{R_2^2 + X_1^2} \right)^2 + \left(\frac{R_2 X_1}{R_2^2 + X_1^2} \right)^2 \right],$$

$$|\mathbf{E}_y| = |\mathbf{E}| \frac{R_3}{R_3 + R_4}.$$

Nell'ipotesi $R_3 = R_4$, si ottiene immediatamente $|\mathbf{E}_x| = |\mathbf{E}|/2$, $|\mathbf{E}_y| = |\mathbf{E}|/2$, indipendentemente dalla frequenza.

Tipo 3 a. — Si ha:

$$|\mathbf{E}_x| = |\mathbf{E}|,\ |\mathbf{E}_y|^2 = |\mathbf{E}|^2 \left[\left(\frac{X_3^2}{X_3^2 + R_4^2} - \frac{R_2^2}{R_2^2 + X_1^2} \right)^2 + \right.$$

$$\left. + \left(\frac{X_1 R_2}{R_2^2 + X_1^2} + \frac{X_3 R_4}{R_4^2 + X_3^2} \right)^2 \right].$$

Sviluppando l'espressione di $|\mathbf{E}_y|^2$, essa si riduce a:

$$|\mathbf{E}_y|^2 = |\mathbf{E}|^2 \frac{(R_2 R_4 + X_1 X_3)^2}{(R_2^2 + X_1^2)\ (R_4^2 + X_3^2)}\ ;$$

se si vuole che sia $|\mathbf{E}_x| = |\mathbf{E}_y|$, occorre che il coefficiente di $|\mathbf{E}|^2$ sia eguale a 1, e quindi $R_2^2 X_3^2 + R_4^2 X_1^2 = 2 R_2 R_4 X_1 X_3$, da cui $R_2/X_1 = R_4/X_3$; dovendo essere per la [28] X_1 ed X_3 dello stesso segno, quest'ultima relazione può verificarsi indipendentemente dalla frequenza e quindi resta soddisfatta la [39].

Tipo 3 b. — Con procedimento del tutto identico, per la validità della [43], si trova $X_1/R_2 = -R_3/X_4$; questa relazione, poichè X_1 e X_4 devono essere di segno opposto, può sussistere indipendentemente dalla frequenza.

Tipo 4 a. — Si ha facilmente:

$$|\mathbf{E}_x|^2 = |\mathbf{E}|^2 \left[\left(\frac{X_1^2}{R_2^2 + X_1^2} \right)^2 + \left(\frac{R_2 X_1}{R_2^2 + X_1^2} \right)^2 \right],$$

$$|\mathbf{E}_y|^2 = |\mathbf{E}|^2 \left[\left(\frac{R_3 X_4}{R_3^3 + X_4^2} \right)^2 + \left(\frac{R_3^2}{R_3^2 + X_4^2} \right)^2 \right],$$

e affinchè la [39] sia verificata, dev'essere quindi $X_1^2/(R_2^2 + X_1^2) = R_3^2/(R_3^2 + X_4^2)$; perciò $R_2/X_1 = \pm X_4/R_3$, la quale sussiste, essendo X_1 ed X_4 di ugual segno, soltanto per un particolare valore di pulsazione:

[43] $$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_4}}, \text{ per il tipo } 4\,a\,1,$$

[44] $$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_2 R_3}{L_1 L_4}}, \text{ per il tipo } 4\,a\,2.$$

Tipo 4 b. — In modo del tutto identico si trova qui $R_2/X_1 = \pm R_4/X_3$; poichè X_1 e X_3 devono avere segno opposto, questa relazione può sussistere soltanto per il particolare valore della pulsazione:

[45] $$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_2}{R_4 L_1 C_3}}.$$

Se ne conclude che per i variatori 4 *a* e 4 *b* le ampiezze delle tensioni fornite non sono indipendenti dalla frequenza.

Si riassumono qui di sèguito le proprietà dei quindici circuiti studiati riguardo alla frequenza. È da osservare che ogni variatore fornisce due tensioni, la cui differenza di fase o le cui ampiezze sono indipendenti dalla frequenza. Per comodità di scrittura si è indicata con $dm/d\omega = 0$ oppure $\neq 0$ l'indipendenza o non delle ampiezze dalla frequenza, intendendo però che la derivazione sia fatta nell'intorno del valore $m = 1$. Analogamente si è indicata con $d\varphi/d\omega = 0$ oppure $\neq 0$ l'indipendenza o non delle differenze di fase φ dalla frequenza.

Tipo	Circuito	$d\varphi/d\omega$	$dm/d\omega$
1 *a*	1	$= 0$	$\neq 0$
1 *b*	1 , 2	$= 0$	$\neq 0$
2 *a*	1 , 2 , 3 , 4	$\neq 0$	$= 0$
2 *b*	1 , 2	$\neq 0$	$= 0$
3 *a*	1 , 2	$\neq 0$	$= 0$
3 *b*	1	$\neq 0$	$= 0$
4 *a*	1 , 2	$= 0$	$\neq 0$
4 *b*	1	$= 0$	$\neq 0$

c) Confronto dei circuiti.

Dei quindici variatori a ponte possibili, sono più facilmente attuabili quelli costituiti soltanto da resistenze e capacità. La scelta così si riduce ai tipi 1 *b* 2, 2 *a* 4, 2 *b* 2, 3 *a* 2, 4 *a* 1. Conviene scartare il 2 *a* 4 che dà il medesimo risultato del 2 *b* 2 e richiede due condensatori invece di due resistenze. Il variatore da preferire è il 2 *b* 2, l'unico che permetta la regolazione della differenza di fase pur mantenendo costante l'ampiezza delle due tensioni. In seconda scelta è da considerare il 3 *a* 2 per il quale, sebbene la regolazione della fase comporti la disuguaglianza delle ampiezze, del resto compensabile, offre tuttavia il vantaggio di fornire due tensioni di ampiezza uguale a quella applicata.

In qualche caso conviene disporre di due tensioni differenti di fase di $\pi/2$ indipendentemente dalla frequenza. A tale esigenza rispondono i tipi 1 *b* 2 e 4 *a* 1, per i quali però, ad una variazione della frequenza di alimentazione rispetto al valore indicato dalla [45] e dalla [47] rispettivamente, corrisponde una variazione delle ampiezze delle due tensioni fornite, nel senso che un'ampiezza aumenta mentre l'altra diminuisce. Tale variazione delle ampiezze è facilmente compensabile mediante azione sugli organi amplificatori interposti tra il variatore e l'oscillografo.

È da rilevare che per i tipi 2 *b* 2 e 3 *a* 2 una variazione di temperatura comporta tutt'al più una variazione di fase, mentre le ampiezze rimangono immutate. Il contrario accade per i tipi 1 *b* 2 e 4 *a* 1.

7. - Precisione del variatore di fase.

Si vuole ora vedere come l'errore $\Delta\varphi$ della fase φ delle due tensioni, rispetto alla quadratura, dipenda dagli errori inerenti al circuito e da quello $\Delta\omega$ della pulsazione ω per cui il variatore è stato calcolato. Poichè per la [13] $\Delta m = -\Delta\varphi$, è indifferente riguardo allo schiacciamento dell'ellisse calcolare l'uno o l'altro degli errori: in pratica si procede come risulta più comodo.

1) *Variatore* 2 *b* 2. — Poichè per le [36] è $\varphi_y = 0$, si ha $\varphi = \varphi_x$ e quindi:

$$\tan\varphi = \tan\varphi_x = \frac{-\dfrac{R_2 X_1}{R_2^2 + X_1^2}}{\dfrac{R_3}{R_3 + R_4} - \dfrac{R_2^2}{R_2^2 + X_1^2}} .$$

Se s'indicano con N il numeratore e con D il denominatore, si ha:

$$\varphi = \arctan \frac{N}{D} .$$

Considerando C, ω, R_2, R_3 ed R_4 come variabili indipendenti, il differenziale totale di φ viene ad essere espresso dalla somma di cinque differenziali parziali costituiti ciascuno da un coefficiente del tipo $\frac{N' D - N D'}{N^2 + D^2}$, moltiplicato per il differenziale della grandezza rispetto alla quale sono fatte le derivate parziali N' e D'. Per il circuito 2 *b* 2 è $X_1 = -1/(C\omega) = -R_2$, $R_3 = R_4$, e quindi $N = 1/2$, $D = 0$; i coefficienti dei termini del differenziale $d\varphi$ si riducono quindi al tipo $-2D'$.

Eseguendo le derivate parziali di D e calcolando il valore che esse assumono quando siano soddisfatte le condizioni sopra indicate, si ha:

$$[46] \qquad d\varphi = -\frac{dR_3}{2R_3} + \frac{dR_4}{2R_4} + \frac{d\omega}{\omega} + \frac{dC}{C} + \frac{dR_2}{R_2}.$$

L'errore assoluto massimo $\Delta\varphi$ si ottiene sommando nel secondo membro i valori assoluti di tutti i termini e considerando i differenziali come errori. Se i singoli errori relativi sono dell'ordine di 0,005, si ha $\Delta\varphi = \pm 0{,}02$ rad $= \pm 1^\circ 8',8$, e per la [13] $\Delta m = \pm 0{,}02$, errore che in pratica solitamente può ritenersi tollerabile.

È da notare che nella [49] i primi due termini hanno segno opposto, per cui una variazione della temperatura è senza effetto sull'errore di fase per quanto riguarda il ramo contenente R_3 e R_4. Se poi i coefficienti di temperatura del condensatore C e della resistenza R_2 sono opposti, il variatore non presenta instabilità di fase per effetto di temperatura.

Per quanto riguarda la frequenza, si deve rilevare che l'instabilità di questa non deve superare il 5 ‰, il che del resto è facilmente ottenibile in pratica.

Col circuito in esame la regolazione della fase si ottiene variando R_2, ma a questo riguardo si rileva come sia desiderabile che ciò non corrisponda ad una sensibile variazione del carico complessivo rappresentato dal variatore. A tal fine è sufficiente fare in modo che il carico del ramo non contenente R_2 sia quello prevalente, il che evidentemente si ottiene costituendo R_3 ed R_4 con due resistenze di valore piccolo rispetto ad $R_2 = -X_1$.

Il 2 *b* 2 si presta come variatore di fase continuo da 0° a 180° tra la tensione $\mathbf{E}_x$ ricavata ed una tensione $\mathbf{E}$ applicata; perciò può essere utilmente adoperato nei circuiti per la base dei tempi oscillografica, specie quando si debbano eseguire misure di fase tra un segnale periodico ed un altro di ugual periodo.

2) *Variatore* 3 *a* 2. — Per i circuiti del tipo 3 *a* si ha, trasformando le [37]:

$$\varphi = \varphi_x = \arctan \frac{-(X_1 R_2 X_3^2 + X_1 R_2 R_4^2 + R_2^2 X_3 R_4 + X_1^2 X_3 R_4)}{-R_2^2 R_4^2 + X_3^2 X_1^2}.$$

Indicati con N il numeratore e con D il denominatore, per il variatore 3 *a* 2, per il quale è $X_1 = -1/(C_1\omega) = -R_2$, $X_3 = -1/(C_3\omega) = -R_4$, si ha $N = 4 R_2^2 R_4^2$, $D = 0$; i coefficienti dei cinque termini del differenziale di φ si riducono al tipo $-\frac{D'}{N} = -\frac{D'}{4 R_2^2 R_4^2}$, e quindi si ha:

$$d\varphi = \frac{d R_2}{2 R_2} + \frac{d R_4}{2 R_4} + \frac{d C_1}{2 C_1} + \frac{d C_3}{2 C_3} + \frac{d\omega}{\omega}. \tag{47}$$

L'errore assoluto massimo $\Delta\varphi$ risulta uguale a quello del circuito 2 *b* 2, se gli errori relativi delle singole grandezze sono anche qui contenuti nei limiti del 5 °/₀₀.

Per quanto riguarda l'instabilità di fase per effetto di temperatura, si nota che essa è nulla se i coefficienti di temperatura di C_1 ed R_2 e di C_3 ed R_4 sono opposti. Se il coefficiente di temperatura dei condensatori ha valore trascurabile, l'instabilità è pari a quella del tipo 2 *b* 2, dato che per quest'ultimo il termine che ne risulta affetto è $+ dR_2/R_2$, mentre per il tipo 3 *a* 2 è $dR_2/(2 R_2) + dR_4/(2 R_4)$.

3) *Variatore* 1 *b* 2. — Per il tipo 1 *b*:

$$\varphi_x = \arctan -\frac{R_4}{X_3}, \quad \varphi_y = \arctan \frac{X_1}{R_2},$$

e per il circuito 1 *b* 2:

$$\varphi_x = \arctan R_4 C_3 \omega, \quad \varphi_y = \arctan -\frac{1}{R_2 C_1 \omega}.$$

Posto $\varphi = \varphi_x - \varphi_y$, si ha anche $d\varphi = d\varphi_x - d\varphi_y$, cioè:

$$d\varphi = \frac{d(R_4 C_3 \omega)}{1 + R_4^2 C_3^2 \omega^2} - \frac{d\left(-\frac{1}{R_2 C_1 \omega}\right)}{1 + \frac{1}{R_2^2 C_1^2 \omega^2}},$$

e quindi:

$$d\varphi = \frac{dR_4}{2 R_4} + \frac{dC_3}{2 C_3} - \frac{dR_2}{2 R_2} - \frac{d C_1}{2 C_1}, \tag{48}$$

dove non compare ω, per cui la differenza di fase è indipendente dalla frequenza, come si è visto precedentemente.

4) *Variatore* 4 *a* 1. — Per il tipo 4 *a*:

$$\tan \varphi_x = -\frac{R_2}{X_1}, \quad \tan \varphi_y = \frac{X_4}{R_3}.$$

Per il circuito 4 *a* 1 si ha $X_1 = -1/(C_1 \omega) = -R_2$, $X_4 = -1/(C_4 \omega) = -R_3$, e quindi:

$$\tan \varphi_x = C_1 \omega R_2 , \quad \tan \varphi_y = -\frac{1}{C_4 \omega R_3} ,$$

e, posto $\varphi = \varphi_x - \varphi_y$, si ha:

$$\varphi = \arctan \frac{1 + C_1 \omega^2 R_2 C_4 R_3}{C_4 \omega R_3 - C_1 \omega R_2} = \arctan \frac{N}{D} ;$$

poichè nel caso in esame $N = 2$, $D = 0$, differenziando si ottiene $d\varphi = -D'/2$, dove con D' intende il differenziale del denominatore rispetto alle cinque grandezze che vi compaiono. Si ha allora:

[49] $$d\varphi = \frac{dC_1}{2\,C_1} - \frac{dC_4}{2\,C_4} + \frac{dR_2}{2\,R_2} - \frac{dR_3}{2\,R_3} .$$

Come si vede, φ è indipendente dalla frequenza ed anche dalla temperatura poichè, a parità di variazioni relative di capacità e di resistenza per effetto di temperatura, si ha il compenso.

8. - Errore sull'asse dei tempi.

L'oscillografo a raggi catodici polare con la sua base dei tempi circolare costituisce un misuratore di tempo. L'errore in tempo, che si commette, dipende dal diametro d del cerchio base, dalla frequenza f di rotazione del pennello catodico e dalla finezza della traccia catodica sullo schermo. Così, se il limite di distinguibilità delle creste di due segnali triangolari successivi si ha per un'interdistanza di Δs, il limite di precisione nella lettura del tempo, cioè l'errore Δt da considerare, è dato da:

[50] $$\Delta t = \frac{\Delta s}{\pi f d} .$$

Per $\Delta s = 1$ mm, $f = 10^3$ Hz, $d = 100$ mm, si ha $\Delta t = 3{,}2 \cdot 10^{-6}$ s.

All'arco Δs corrisponde nel cerchio di diametro d un angolo al centro:

[51] $$\Delta\alpha = \frac{2\,\Delta s}{d} \text{ rad} .$$

Nell'esempio fatto è $\Delta\alpha = 0{,}02$ rad $= 1^\circ\,10'$.

Per decidere con quale precisione occorra costruire il variatore della base dei tempi, basta osservare che l'errore dovuto all'eccentricità non nulla della base stessa dev'essere dello stesso ordine di grandezza, o meglio minore, di quello $\Delta\alpha$ dovuto all'errore di lettura e pertanto

$\alpha - \psi \leqslant \Delta\alpha$, e quindi per la [12] $\Delta m \leqslant 2\,\Delta\alpha$, e per la [51]:

$$[52] \qquad \Delta m \leqslant \frac{4\,\Delta s}{d}\,.$$

Nell'esempio fatto deve quindi risultare $\Delta m \leqslant 0{,}04$, il che, come si è detto, può facilmente attuarsi.

Concludendo, si osserva come sia possibile con l'oscillografo a raggi catodici polare misurare intervalli di tempo dell'ordine di 10^{-6} s per frequenze della base dei tempi dell'ordine di 10^3 Hz. L'errore di misura risulta inversamente proporzionale alla frequenza f, come si deduce dalla [50], e pertanto in pratica non è difficile raggiungere i 10^{-7} s con $f = 10^4$ Hz. A frequenze di quest'ordine di grandezza, o superiori, il funzionamento del variatore incomincia però a risentire del fatto che induttanze e condensatori non sono più reattanze pure, come si è supposto nella trattazione; tuttavia usando un circuito del tipo 2 *b* 2, col quale è facile la regolazione della fase nel caso che questa sia diversa da $\pi/2$, mentre sulle ampiezze delle due tensioni è possibile agire regolando le amplificazioni degli stadi interposti tra il variatore e l'oscillografo, si possono raggiungere frequenze per la base dei tempi almeno dell'ordine di 10^4 Hz e forse superiori.

Bologna - Istituto di Fisica dell'Università.

LETTERE AL DIRETTORE

Coefficiente di assorbimento del suono di materiali granulosi.

I materiali adoperati per costituire rivestimenti fonoassorbenti sono generalmente in lastre (faesite, masonite, populit, celbes) od in cuscini (lana di vetro, feltro). Il loro coefficiente di assorbimento è in genere ben noto.

Assai raro è il caso che si abbia necessità di adoperare materiali granulosi: ciò può tuttavia accadere e pertanto ritengo che possa essere

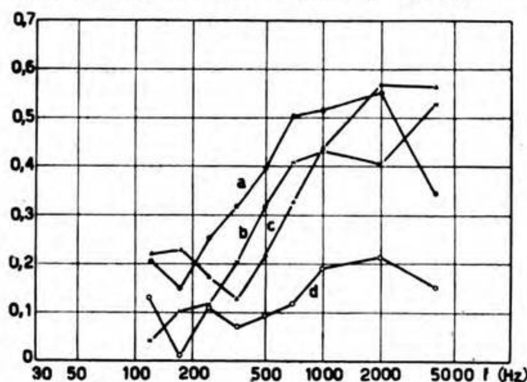


Fig. 1. — Coefficiente di assorbimento di materiali granulosi: spessore 2 cm; peso specifico: segatura (*a*) 190 kg/m³, sabbia (*b*) 1600 kg/m³, pomice (*c*) 610 kg/m³, sughero (*d*) 110 kg/m³.

di qualche interesse la conoscenza dei dati raccolti nella figura 1, e relativi a misure del coefficiente di assorbimento di strati di sabbia, segatura, sughero granulato e pomice, che si è avuta occasione di effettuare presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale G. Ferraris di Torino. Le misure sono state compiute in camera riverberante, con la procedura usuale.

Potendosi variare entro vasti limiti sia lo spessore, sia altre caratteristiche, come ad esempio la grandezza dei grani, per questi materiali si ha di fatto un'infinita casistica, ma gli esempi indicati possono fornire dati di orientamento sempre assai utili.

Torino, agosto 1946.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

ANTONIO GIGLI.

RECENSIONI

APPLICAZIONI VARIE.

N. Johnson — **Recenti progressi nei metodi meteorologici.** (Nature, 2 marzo 1946, CLVII, 3983, pag. 247-250).

Le previsioni del tempo richieste ai meteorologi si riferiscono principalmente alla distribuzione di formazioni temporalesche e alle misure del vento, della pressione, della temperatura e dell'umidità in quota. In tempo di pace esiste tutta una rete di stazioni meteorologiche che trasmettono periodicamente bollettini d'informazione; in tempo di guerra tale organizzazione viene a cessare e deve essere sostituita da altri mezzi.

I tedeschi tentarono di risolvere il problema istituendo stazioni con trasmissione automatica, montate su boe galleggianti in mezzo all'oceano. Ma tale soluzione, benchè ingegnosa, si dimostrò poco pratica, sia per l'insufficienza dei dati rilevati, che si riferivano alla quota del mare, sia per l'instabilità di posizione delle boe stesse.

La soluzione inglese si basava invece su misure eseguite a distanza. Già alcuni anni prima della guerra il Wattson-Watt aveva dimostrato, che la sede di una scarica atmosferica può essere individuata osservando la direzione di provenienza di essa da due stazioni poste agli estremi di una linea di base, di nota lunghezza. Si aveva così un metodo per accertare l'esistenza e la sede di temporali lontani. La misura della direzione presso ciascuna stazione si eseguiva mediante un sistema di due antenne con struttura verticale, orientate rispettivamente secondo nord-sud ed est-ovest, e collegate attraverso due ricevitori distinti alle due coppie di placche di un oscillografo a coordinate cartesiane. Sullo schermo di questo si aveva una linea luminosa d'inclinazione dipendente dal rapporto delle intensità dei due segnali e quindi dalla direzione di provenienza dell'onda.

Le stazioni del tipo sopra descritto hanno un raggio d'azione di circa 1500-2000 km; in Inghilterra ne sono attualmente in funzione quattro, che eseguono rilevamenti contemporanei ogni tre ore circa.

Per la misura del vento in quota si procede secondo diversi metodi. Il più antico consiste nell'inseguimento di un pallone pilota mediante il teodolite; esso è tuttavia gravemente limitato in caso di cielo nuvoloso. Un secondo si attua fornendo il pallone di un piccolo trasmettitore che viene seguito col radiogoniometro da tre stazioni, poste ai vertici

di un triangolo equilatero di 40 km circa di lato. Infine un terzo si effettua col munire il pallone di un leggero riflettore metallizzato e col tenergli dietro mediante un radiolocalizzatore a terra, che ne dà in ogni istante il rilevamento e la distanza.

Per il rilievo della pressione, della temperatura e dell'umidità in quota si ricorre ai palloni sonda, forniti non soltanto degli apparecchi di misura adatti, ma anche di un piccolo trasmettitore, i cui segnali dànno in ogni istante i valori delle grandezze interessanti. Il meccanismo di modulazione è informato fondamentalmente ad uno dei due principi seguenti. Secondo il primo la trasmissione avviene con impulsi, di cui vengono variati gli intervalli di distanziamento; il dispositivo può essere illustrato immaginando un braccio rotante con velocità uniforme, il quale percorre col suo estremo una circonferenza divisa in tre settori, riservati alle tre grandezze da rilevare, ed incontra nel suo percorso un contatto fisso di riferimento e tre contatti (uno per settore), la cui posizione dipende dalla lettura dei rispettivi strumenti. Secondo l'altro principio la trasmissione avviene con onda continua, di cui si varia la frequenza (portante o di modulazione) in dipendenza dalle indicazioni degli strumenti meteorologici. La variazione di frequenza viene effettuata agendo su uno degli elementi — capacità, resistenza, induttanza — di un circuito oscillatorio per mezzo di dispositivi meccanici molto semplici. *L. V.*

TUBI ELETTRONICI.

D. W. EPSTEIN e L. PENSAK — **Perfezionamento del tubo a raggi catodici con schermo metallizzato.** (R. C. A. Rev., marzo 1946, VII, 1, pag. 5-10, con 4 fig.).

Una fra le tendenze più notevoli per il perfezionamento del tubo a raggi catodici mira ad accrescere la luminosità dell'immagine prodotta su lo schermo. A tal fine si è cercato di accrescere l'intensità del fascio elettronico, sia aumentando la tensione, sia rendendo più intensa la corrente con l'aiuto dei mezzi dell'ottica elettronica, mentre d'altro lato si è curata la scelta di materiali luminescenti sempre più atti a convertire in luce la potenza del fascio. Il progresso più recente è costituito dall'applicazione di un sottile strato metallico su la faccia interna dello schermo. Tentativi in tal senso erano già stati compiuti alcuni anni or sono, ma ora soltanto la nuova tecnica è stata perfezionata fino a renderla veramente pratica, specie nel caso dei tubi per radiovisione.

Nei tubi ordinari circa il 50 % del flusso luminoso emesso dallo schermo si dirige verso l'interno del tubo e un 15÷25 % va anch'esso perduto per riflessione totale interna entro lo spessore della parete di vetro del tubo. Tutto ciò nuoce non soltanto al rendimento luminoso, sì anche alla nitidezza delle immagini. Il comportamento risulta nettamente migliorato se su lo strato di materiale luminescente deposto su

la faccia interna del tubo, si applica successivamente un sottilissimo velo metallico, capace di lasciarsi attraversare dal flusso elettronico, ma atto a riflettere verso l'esterno il flusso luminoso. Nonostante la sua tenuità, il velo metallico, oltre a non reagire chimicamente col materiale luminescente, deve presentare bastevole conducibilità ed essere solido a sufficienza per resistere alle varie sollecitazioni elettriche e meccaniche.

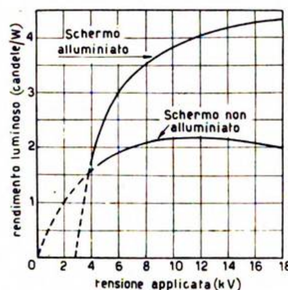


Fig. 1. — Modo di variare del rendimento luminoso di tubi al variare della tensione applicata.

Il metallo usato è l'alluminio; esso viene applicato per evaporazione con spessori compresi fra 0,5 e 0,05 μ e con l'intermediario di un sottile velo di materia organica, disteso sui cristalli della sostanza luminescente. Senza di ciò l'alluminio sarebbe deposto per evaporazione in modo frammentario e lo strato non presenterebbe nè il potere riflettente nè la conducibilità occorrenti, ovvero dovrebbe essere portato ad uno spessore eccessivo.

Un altro vantaggio della metallizzazione consiste nell'evitare i dannosi effetti della insufficiente emissione secondaria da parte dello schermo. È noto infatti che, se la tensione applicata al tubo è abbastanza alta da produrre sullo schermo un afflusso di elettroni superiore al deflusso per emissione secondaria, lo schermo tende a caricarsi negativamente ed a creare un campo che rallenta l'afflusso (e quindi il rendimento luminoso del tubo) fino a ristabilire l'equilibrio tra afflusso e deflusso. Quest'ultimo risulta grandemente agevolato dalla metallizzazione e ciò elimina quasi del tutto l'inconveniente. Anche la stabilità dell'immagine rispetto a perturbazioni prodotte ad esempio col toccare la faccia esterna dello schermo, od in altro modo, è notevolmente migliorata.

La figura 1 mostra il modo di variare del rendimento in candele/watt al variare della tensione applicata in kilovolt nel caso di due tubi da 30 cm, identici in tutto tranne che per l'applicazione dello strato metallico. Nel caso di schermi luminescenti con basso potere di emissione secondaria, il vantaggio può essere anche notevolmente maggiore di quanto non risulti dal diverso andamento dei due diagrammi riportati nella figura. *Di.*

CRONACA TECNICA

TUBI ELETTRONICI.

Giungono dall'America interessanti notizie di applicazioni civili dei minuscoli **tubi elettronici « sub-miniatura »** (*sub-miniature tubes*), dei quali erano già note l'utilizzazione nei piccoli radiotelefoni portatili militari e soprattutto quella nelle spolette radioelettriche « a prossimità » per proiettili antiaerei (1). Essi sono ora prodotti commercialmente e presentati come tubi per amplificatori tascabili per sordi e per speciali apparecchiature mediche. Nella tabella I sono riportati i dati caratteristici della serie di tubi di questo modello, fabbricata dalla « Raytheon Manufacturing Company », e la figura 1 ne mostra gli schizzi e le dimensioni d'ingombro, con le disposizioni dei reofori: questi per i primi quattro tipi sono formati da conduttori flessibili stagnati, i quali hanno sufficiente robustezza meccanica per sostenere il piccolo peso del tubo e possono essere saldati direttamente al circuito; invece i tipi della serie 2 E e il 2 G 22 hanno reofori rigidi e devono essere innestati in un apposito sopporto; nella figura 2 si vede lo spaccato di uno di questi tubi, un pentodo di uscita, ed appare evidente la grande precisione di lavorazione necessaria per una costruzione così minuta; tuttavia sembra che l'aumento di costo rispetto ai tubi di tipo normale sia modesto, grazie alla fabbricazione con macchinario completamente automatico.

Un suggestivo esempio delle possibilità fornite da codesti nuovi tubi si ha nel radioricevitore tascabile Belmont, che in un involucro di 77 mm × 19 mm × 160 mm (fig. 3) racchiude un completo apparecchio a supereterodina a cinque valvole con le batterie di pile di alimentazione, di accensione e anodica (fig. 4); esso comprende uno stadio di amplificazione a radiofrequenza, con due circuiti selettori, un convertitore a pentagriglia, uno stadio di amplificazione a media frequenza, con due coppie di circuiti selettori (due filtri di banda), ed un tubo terminale, diodo-pentodo di uscita. I circuiti a radiofrequenza (selettori e oscillatore di conversione) sono accordati per variazione di induttanza, mediante nucleo di polvere di ferro. Tutta la costruzione è un pregevole esempio di compattezza e tuttavia sembra presentare una notevole semplicità

(1) A. F., 1946, XV, p. 37.

TABELLA I. — *Dati caratteristici di tubi "sub-miniatura"*.

	CK 502 AX pentodo uscita	CK 503 AX pentodo uscita	CK 505 AX pentodo b. f.	CK 506 AX pentodo uscita	CK 507 AX pentodo uscita	CK 515 BX triodo	CK 510 AX doppio tetrodo	2 E 32 pentodo r. f.	2 E 36 pentodo potenza	2 E 42 diodo-pentodo	2 G 22 triodo-eptodo convertitore
Tensione filamento (V)	1,25	1,25	0,625	1,25	1,25	0,625	0,625	1,25	1,25	1,25	1,25
Corrente filamento (mA)	30	30	30	45	45	30	50	50	30	30	50
Tensione anodo max (V)	45	45	30	45	45	45	45	45	45	22,5	45
Tensione schermo max (V)	45	45	30	45	45	—	—	45	45	22,5	45
Tensione griglia (V)	− 1,25	− 2,0	0	− 4,5	− 2,0	0	0	0	− 1,25	0	0
Transconduttanza (μS)	550	550	175	500	575	160	65	500	500	375	60 (2)
Resistenza interna (MΩ)	0,2	0,35	1	0,12	0,3	0,15	0,5	0,35	0,25	0,25	0,5 (2)
Corrente anodo (mA)	0,6	0,8	0,15	1,25	0,9	0,15	0,06	0,4	0,45	0,35	1 (3) 0,2 (4)
Corrente schermo (mA)	0,15	0,25	0,05	0,4	0,3	—	0,2 (1)	0,3	0,11	0,12	0,3
Resistenza carico (MΩ)	0,1	0,05	1	0,03	0,05	0,83	2	—	0,1	—	—
Resistenza schermo (MΩ)	0	0	3	0	0	—	0,2 (1)	—	—	—	—
Potenza uscita (mV)	6	9,5	—	25	11	—	—	—	6	—	—
Guadagno	—	—	35	—	—	16	—	—	—	—	—
Distorsione (%)	10	10	—	10	10	—	—	—	10	—	—

(1) Valori relativi alla griglia di campo. — (2) In funzionamento normale come convertitore. — (3) Per il triodo. — (4) Per l'eptodo.

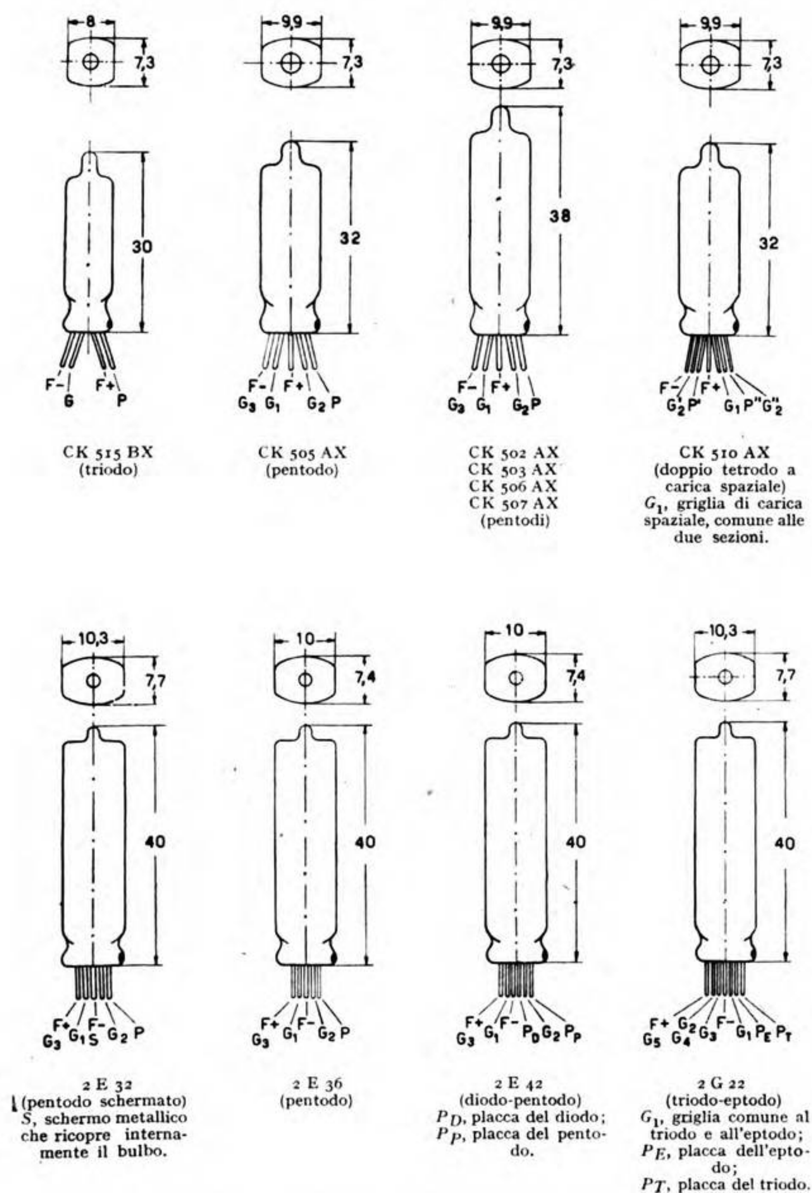


Fig. 1. — Dimensioni d'ingombro (in millimetri) e disposizione dei terminali dei tubi « sub-miniatura » Raytheon: la disposizione è individuata da un punto rosso (la cui traccia è visibile nelle figure).

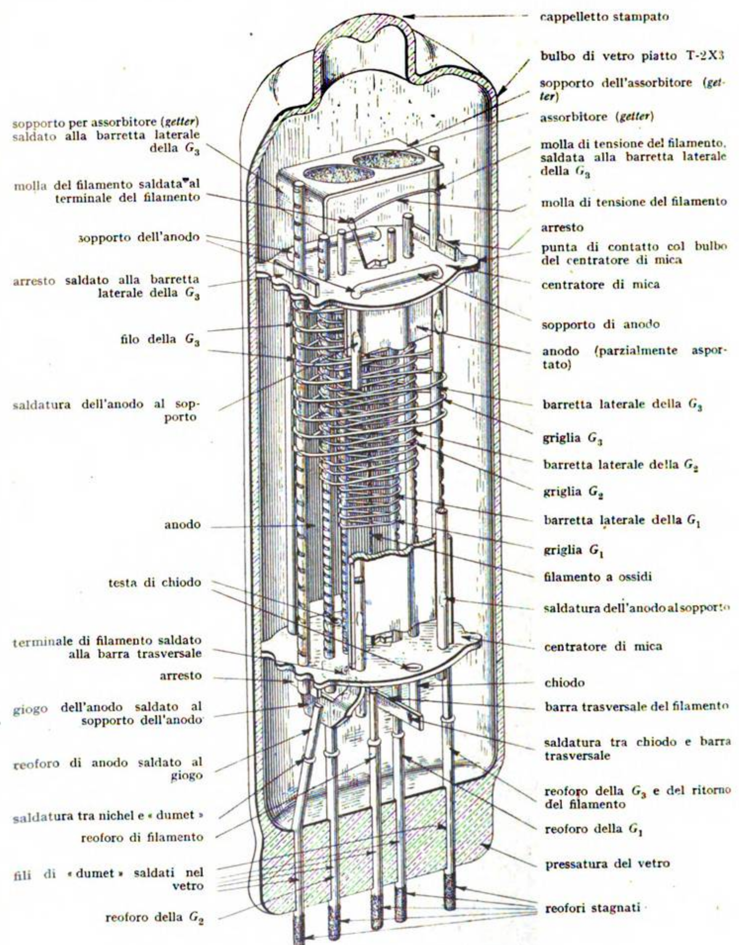


Fig. 2. — Spaccato di un tubo « sub-miniatura ».

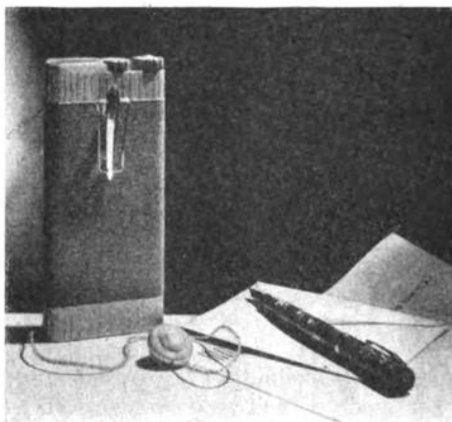


Fig. 3. — Vista esterna del radioricevitore Belmont.

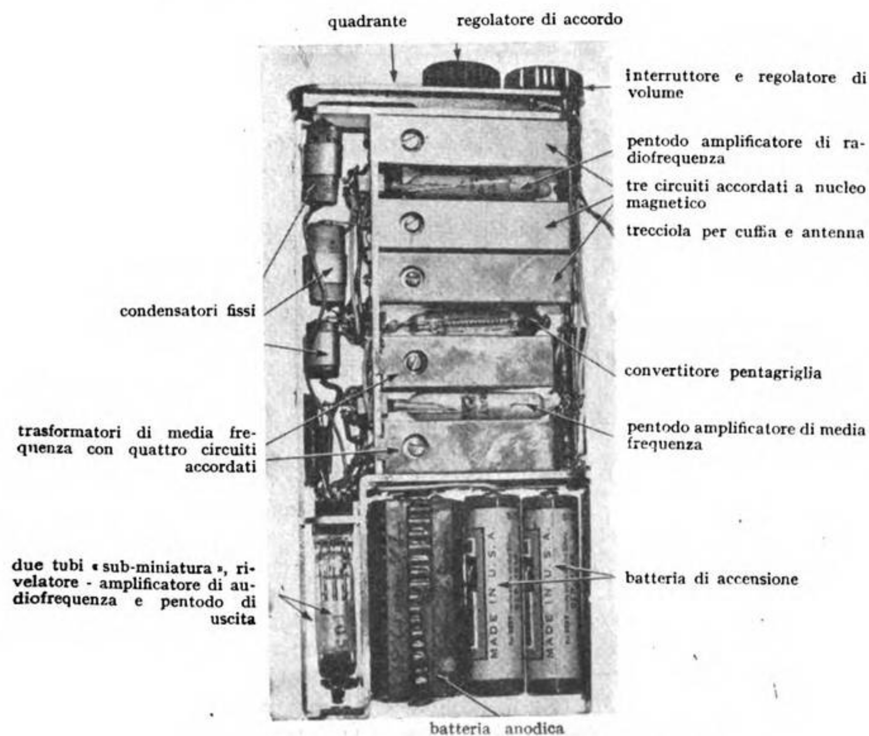


Fig. 4. — Vista interna del radioricevitore Belmont.

e chiarezza della disposizione costruttiva, particolarmente apprezzabile quando si tratti di effettuare qualche verifica o riparazione. Il radioricevitore completo pesa 284 g, con le batterie. *M. B.*

***

Un interessante **nuovo tubo trasmittente** della casa americana Eimac, portante la sigla 3 X 2500 A 3, è segnalato nel fascicolo del febbraio 1946 di *QST*. Si tratta di un triodo con anodo esterno refrigerato con aria soffiata (fig. 1), capace di fornire in classe C una potenza utile di 5 kW con una tensione anodica di soli 3500 V. L'anodo, munito di alette di raffreddamento (1), è capace di dissipare 2,5 kW. La griglia ha la forma di una gabbia cilindrica (2) completamente composta di fili sottili, trattati in modo da non produrre emissione. Il catodo è costituito da un numero rilevante di filamenti a forma di V di tungsteno toriato, alimentati in parallelo e disposti come le generatrici di un cilindro con diametro di poco inferiore a quello di griglia; i filamenti sono tenuti tesi da un sostegno centrale (3) isolato e mantenuto in forza da una molla (4). La potenza richiesta per il riscaldamento del catodo è relativamente modesta (7,5 V, 48 A) e la grande superficie emittente consente valori elevati di transconduttanza (20 mA/V per $V_{0a} = 3000$ V e $I_{0a} = 0,83$ A). Sono notevoli la struttura coassiale dei reofori di griglia (6) e di catodo (7) e la riduzione delle parti di vetro dell'involucro al minimo necessario per l'isolamento, con estese saldature (5) fra vetro e metallo, di nuovo tipo. Il supporto della griglia inoltre è attuato in modo da agire da schermo tra anodo e catodo.

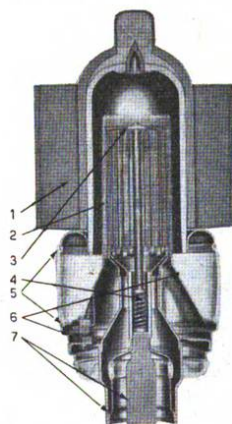


Fig. 1. — Spaccato di triodo ad anodo esterno Eimac 3 X 2500 A 3.

Nonostante i valori relativamente alti delle capacità interelettrodiche del tubo ($C_{ga} = 20$ μμF, $C_{gf} = 48$ μμF, $C_{af} = 1,2$ μμF), la sua speciale struttura e soprattutto la notevole sezione dei reofori di griglia e di catodo lasciano supporre che esso sia specialmente studiato per onde molto corte. Si può infatti calcolare che con tensione anodica di 3500 V il tubo richieda una resistenza di carico di circa 780 Ω; e un così basso valore fa prevedere che esso debba funzionare egregiamente con nor-

male tensione anodica fino a frequenze di almeno 60 MHz potendosi ancora ammettere con tale frequenza una capacità del circuito oscillatorio anodico di 40 o 50 μμF. *M. B.*

* * *

Per la **modulazione meccanica di un flusso elettronico** è stato sviluppato presso i laboratori della R. C. A. un nuovo tubo metallico, detto « vibrotron », non ancora posto in commercio, ma già molto soddisfacente nei risultati che ha fornito in sede sperimentale. Di esso si dà notizia nella pagina 178 di *Electronics* del luglio 1946. Si tratta di un

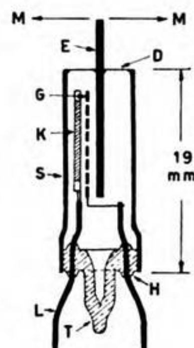


Fig. 1. — Il « vibrotron »: il movimento dell'anodo mobile *E* nella direzione *M M* viene trasferito attraverso il sottile diaframma metallico *D*, per produrre una variazione proporzionale del flusso elettronico nel triodo formato da *K*, *G* ed *E*: l'involucro *S* è metallico e i conduttori come *L* sono portati fuori attraverso un colletto di vetro *H*, provvisto di tubetto *T* per la vuotatura.

tubo metallico in cui un elettrodo è mobile dall'esterno, in modo che converte direttamente il movimento meccanico in variazione di flusso elettronico; evidentemente se ne prospettano promettenti applicazioni nei fonorilevatori, nei microfoni e in molti altri apparecchi elettrico-meccanici: per esempio, un fonorilevatore attuato con un « vibrotron », oltre a risultare molto leggero (il tubo pesa appena 2 g), avrebbe il vantaggio di non richiedere preamplificatore. La figura 1 fornisce uno schizzo quotato del nuovo triodo: la bacchettina mobile con cui esternamente termina la placca è saldata ad un sottile diaframma metallico, che chiude superiormente il tubo e può vibrare assai bene senza distorsioni, entro un ampio campo di frequenze acustiche. Anche le prove di vita hanno finora fornito buoni risultati. *C. E.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

U. Ruelle. — *Compendio di radiotecnica.* — Trecci, Livorno, 1946. — Un volume di 273 pagine (12 cm × 17 cm), con 127 figure ed alcune tabelle. — Prezzo L. 350.

Il volume, di piccolo formato, viene presentato come breve esposizione dei principi fondamentali della radiotecnica e come avviamento allo studio delle loro pratiche applicazioni. Esso è diviso in tredici capitoli, che hanno rispettivamente per argomento: il problema delle radiocomunicazioni — gli elementi dei circuiti — i circuiti — i tubi termoionici — generalità sulle applicazioni dei tubi elettronici — l'amplificazione di tensione — l'amplificazione di potenza — i generatori di oscillazioni — la modulazione — la rivelazione — l'alimentazione dei tubi elettronici — la propagazione dell'energia elettromagnetica attorno alla terra — le antenne. Il volume si chiude con un indice alfabetico ed uno generale.

Si ammette che il lettore conosca i principi essenziali dell'elettrotecnica e poco più che la matematica elementare; ma sono opportunamente riportati i risultati di tutte le trattazioni matematiche indispensabili a ben chiarire gli argomenti esposti. I quali costituiscono ormai un corpo di nozioni così vario e molteplice, che il coordinarli e raccoglierli in piccolo volume costituiva senza dubbio un'impresa tutt'altro che facile. Invero la radiotecnica, che è ancor oggi in pieno e rigoglioso sviluppo ed apparisce ben lontana da una fase di assestamento e di maturazione, abbraccia un numero sempre più grande di problemi e dà luogo ad una sempre più estesa casistica di soluzioni, tutte importanti e promettenti. Ciò si riflette, fra l'altro, in un continuo arricchirsi della nomenclatura, cui si aggiungono ogni giorno nuovi termini, più o meno felicemente scelti.

Tenuto conto della vastità e della fluidità della materia e della conseguente difficoltà di inquadrarla e di compendiarla, è naturale che questo o quel lettore sia condotto a rilevare difetti di proporzione fra le varie parti del libro; ma si tratta necessariamente di giudizi soggettivi ed opinabili. Nè è d'altra parte il caso di fare rilievi molto particolari su punti singoli.

Ciò che si nota con compiacenza è il carattere d'insieme del volume. Esso dimostra, che si può mantenere l'impegno di un'esposizione accessibile anche ai non specializzati, pur rivelando una mentalità scientifica

elevata e, quasi diremmo, aristocratica. L'esposizione è sempre accompagnata, così da accenni di sintesi e da chiarimenti, che guidano all'interpretazione e all'illustrazione fisica degli argomenti trattati, come da relazioni e da formule che permettono di tradurli in cifre e di valutare quantitativamente le grandezze in giuoco ed i loro rapporti. A questo riguardo è da apprezzarsi grandemente la cura posta nell'indicare sempre, non soltanto le unità in cui debbono esser misurate le varie grandezze, sì anche i limiti entro i quali sono compresi i loro valori numerici nei casi della pratica. Tale norma, tanto spesso trascurata, fornisce un aiuto preciso al lettore, specie se questi è mosso non solamente dal desiderio di rendersi conto dello stato e dei progressi della tecnica, ma anche dal proposito di applicarli nel progetto e nella costruzione di nuovi apparati. In particolare la presentazione dei tubi elettronici e delle loro applicazioni, la quale occupa la parte centrale e preponderante del libro, costituisce un quadro razionale e persuasivo ed offre una guida utile e chiarificatrice.

L'edizione è nel complesso buona ed accurata, ed è da augurarsi che altre la seguano, di pari passo con i sempre nuovi progressi della radiotecnica. *Di.*

***

C. MICHELETTA. — *Onde elettromagnetiche: irradiazione e propagazione.* — Libreria editrice politecnica C. Tamburini, Milano, 1946. — Un volume di VIII-331-XVI pagine (17 cm × 24 cm), con 62 figure. — Prezzo L. 450.

È questo il primo volume di una collana di pubblicazioni, che l'Istituto di Comunicazioni Elettriche del Politecnico di Milano ha di recente iniziata. Trattasi di un corso litografato di lezioni — composto di sette capitoli e di un'appendice — nel quale sono esaminati, sia i problemi direttamente connessi con la propagazione delle onde elettromagnetiche nei suoi molteplici aspetti, sia i problemi riguardanti il regime oscillatorio e di radiazione di una o più antenne filiformi ad asse rettilineo.

Il primo capitolo è dedicato per una parte allo studio della propagazione per onde piane in un dielettrico omogeneo ed isotropo, perfetto ed illimitato, per l'altra, alla propagazione medesima in seno ad un dielettrico imperfetto. Sono anche enunciate le leggi della riflessione e della rifrazione, alle quali obbediscono codeste onde, in corrispondenza di una superficie di separazione fra due mezzi omogenei diversi.

Nel secondo capitolo, dopo riassunte le espressioni del campo elettrico e del campo magnetico in un generico punto dello spazio, in funzione delle correnti e delle cariche che sostengono una perturbazione elettromagnetica, si esamina e discute il campo generato sia da un dipolo elettrico elementare, sia da una spirale, pure elementare o riducibile a tale, percorsi l'uno e l'altra da corrente a distribuzione locale

costante; quest'ultimo caso viene poi ricondotto, attraverso un enunciato intuitivo di equivalenza, allo studio del campo provocato da un conveniente dipolo elementare magnetico. In questo stesso capitolo è definito il concetto di forza cimomotrice, ed è discussa l'espressione formale della potenza irradiata da talune antenne filiformi, sedi di distribuzione generica di correnti.

Il terzo capitolo tratta dell'influenza che la presenza del suolo — supposto piano e di conduttività grandissima — esercita sulla distribuzione del campo, già in precedenza esaminato, dovuto a dipoli elementari completamente isolati nello spazio. Introdotto il concetto di immagine elettrica, si passa poi alla definizione di impedenza mutua di radiazione fra oscillatori in presenza, subordinatamente a talune ipotesi semplificative.

Nel quarto e quinto capitolo, dopo avere ammessa una distribuzione locale di corrente semplicemente sinusoidale ed averne rilevate le limitazioni, si discutono i diagrammi di direttività di alcune combinazioni di antenne filiformi, e si riassumono le espressioni delle impedenze di radiazione delle stesse per rapporti h/λ, fra altezza dell'oscillatore e lunghezza d'onda, espressi da numeri interi.

Il sesto capitolo è rivolto allo studio della propagazione su suolo di conduttività finita e, a questo importante argomento, viene dato ampio sviluppo. Si riferisce intorno alle teorie del Sommerfeld, dello Horschalmann, del van der Pol, del Norton, del Sacco e di altri noti autori, cercando per quanto possibile, di dare un quadro omogeneo ed espressivo di esse.

L'ultimo capitolo — il settimo — tratta della propagazione delle onde ionosferiche, intorno alla quale sono largamente sviluppati i risultati delle moderne teorie elaborate da molti ricercatori italiani e stranieri.

È fuori dubbio, che argomenti così vasti e così delicati, quali sono quelli della radiazione e della propagazione delle onde elettromagnetiche, impongono, per essere sviluppati adeguatamente e comprensivamente, indagini matematiche talvolta profonde, sempre sottili. La loro sintesi offre a priori difficoltà notevoli e ben comprendiamo lo sforzo che ha dovuto compiere l'autore per contenere la sua trattazione in limiti relativamente ristretti, riducendo all'occorrenza gli sviluppi analitici e badando principalmente al risultato concreto, direttamente utilizzabile.

Il corso — che appare lungamente meditato e mostra la singolare competenza dell'autore in materia — risente un po' del suo carattere essenzialmente didattico; ma, se pur presenta qua e là questioni la cui analisi teorico-fisica avrebbe forse meritato maggiore sviluppo, costituisce in sostanza un'ottima e sicura guida per chi voglia indirizzare i propri studi all'esame del complesso problema delle onde elettromagnetiche e reca un contributo degno di rilievo alla nostra trattatistica.

Re.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Piano quinquennale di ricostruzione delle telecomunicazioni in Italia. — Soltanto chi ha avuto modo di percorrere dal sud al nord il nostro Paese, subito dopo il passaggio della guerra nei singoli luoghi, può avere un esatto concetto delle distruzioni arrecatevi e della conseguente rilevante opera necessaria per la ricostruzione dei nostri mezzi di comunicazione. Il complesso degli impianti telegrafici, telefonici, radiofonici e postali è stato obiettivo bellico ed oggetto di distruzione e di depredazione, con conseguenze assai gravi su tutti i servizi.

Gli edifici hanno principalmente risentito le conseguenze delle incursioni aeree e poi delle distruzioni sistematicamente procurate con esplosioni ed incendi, per renderli inutilizzabili.

Le linee telegrafiche, che attraversavano in lungo ed in largo il Paese, appaiono dappertutto in uno stato di impressionante devastazione: i pali in buona parte distrutti o bruciati; i fili, già tesi fra essi, ridotti a groviglio informe quando, come nella maggior parte dei casi, non mancano completamente, perchè asportati o come preda o a scopo di furto. Le apparecchiature telegrafiche, anche quando si erano miracolosamente salvate dai bombardamenti, dalle mine o dagli incendi, sono poi state diligentemente rovinate.

Il cavo telefonico nazionale è divenuto oggetto delle più reiterate distruzioni e manomissioni. Le stazioni amplificatrici sono state talvolta demolite con la dinamite (come a Castrovillari), tal altra completamente smontate e asportate; le cassette Pupin in parte rese inutilizzabili con mine, in parte con mazze, in parte con allagamenti; il cavo sezionato, forato in più punti con colpi di arma da fuoco, asportato per lunghi tratti, distrutto unitamente ai ponti e viadotti.

Le centrali telefoniche urbane hanno subito analoga sorte: colpite alcune da bombardamenti aerei, altre rase al suolo con la dinamite (come la centrale urbana Borsa di Napoli, la centrale interurbana e la stazione amplificatrice della stessa città), altre ancora completamente distrutte da incendi (come le centrali, urbana ed interurbana, di Bologna), talune, infine, rovinate o rese inutilizzabili con danni irreparabili agli organi più importanti (come la centrale telefonica di Firenze).

Gl'impianti radio, sia dello Stato, sia delle società concessionarie, costituirono anch'essi, forse per i primi, oggetto di distruzione, manomissione e conseguente inutilizzazione. I centri di radiodiffusione di S. Palomba e Prato Smeraldo a Roma, quelli di Firenze, di To-

rino, di Napoli sono stati ritrovati completamente privi di attrezzature e di antenne: parte delle apparecchiature erano state smontate e trasportate al nord, specialmente quelle di bassa frequenza; parte, e in modo speciale le antenne e le apparecchiature ad alta frequenza, erano state distrutte con la dinamite. La stessa sorte ebbero gli apparecchi del Centro Radio di Coltano (dell'Amministrazione statale) e gli apparecchi di radiotelegrafia di Torrenuova (dell'Italcable).

Distruzioni notevoli, sezionamenti e asportazioni hanno sofferto i cavi sottomarini nazionali ed internazionali; quasi completamente distrutte le navi posa-cavi, smantellati e resi inutilizzabili i ponti radiotelegrafici ed i sistemi di radiotelefonia automatica in corso di posa.

Tale è il quadro riassuntivo dei danni subiti dal sistema di telecomunicazioni nel nostro Paese per effetto della guerra, riportato in gran parte con le medesime parole da uno studio elaborato presso il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni (1). Il quale s'inizia opportunamente con la presentazione dello stato prebellico degli impianti (cap. I), dà quindi una descrizione delle devastazioni (cap. II) e traccia poi uno schema dei criteri tecnici (cap. III) e del piano finanziario (cap. IV) da adottare per la ricostruzione.

La situazione dei servizi di telecomunicazione (postali, telegrafici, telefonici, sia eserciti dallo Stato sia dati in concessione, cablografici e radiotelegrafici, nonchè di radiodiffusione) poteva dirsi, prima della guerra, assai soddisfacente, anche se non sotto tutti gli aspetti si era raggiunto l'optimum.

I servizi postali propriamente detti erano in sviluppo lieve, ma regolarmente costante; il servizio telegrafico invece era in stasi, così come accadeva del resto in quasi tutti i paesi per effetto della concorrenza del telefono, ma anche, nel caso dell'Italia, per il mancato adeguamento degli impianti ai moderni sviluppi della tecnica. La rete telegrafica aerea aveva il ragguardevole sviluppo di oltre 60 000 km di palificazioni contro uno sviluppo dei fili di 300 000 km (e pertanto vi era una decisa prevalenza di linee con scarso numero di fili), ma erano altresì in costante e rapido sviluppo circuiti per telegrafia armonica nel cavo nazionale. Negli uffici, oltre 10 000, si trovavano in prevalenza apparati Morse (oltre 18 000), e soltanto gli uffici principali erano equipaggiati con apparati celeri (alcune centinaia di Baudot ed oltre ottocento Hughes, contro pochissime telestampanti).

Per il servizio telefonico per le comunicazioni interregionali, gestito direttamente dallo Stato, si aveva una rete, quasi tutta in cavo sotterraneo, di oltre 3500 km (con oltre 200 000 km di circuiti, pari all'86% dell'intera rete), mentre i servizi interurbani regionali e quelli urbani erano gestiti da cinque società concessionarie. Lo sviluppo raggiunto da queste era diverso secondo le condizioni locali delle varie zone;

(1) MINISTERO DELLE POSTE E DELLE TELECOMUNICAZIONI: Piano quinquennale di ricostruzione - Istituto Poligrafico dello Stato, Roma, 1945.

la relazione ministeriale fornisce minute informazioni, sia sulla consistenza degli impianti di ciascuna società, sia sull'andamento del loro traffico. Per quanto l'Italia fosse, e sia tuttora, uno dei paesi a più bassa densità telefonica, è tuttavia notevole il fatto che l'automatizzazione avesse raggiunto percentuali molto elevate: in media dell'86%, mentre in alcune zone era assai superiore e prossima al cento per cento. I dati statistici essenziali, sia per il servizio telefonico, sia per quello telegrafico, sono raccolti nella tabella I, una delle tante che, insieme con molti suggestivi grafici, illustrano la pubblicazione ministeriale.

TABELLA I. — *Dati statistici sui servizi telegrafico e telefonico.*

Telegrafi:		
Stabilimenti telegrafici		10 600
Telegrammi accettati nell'esercizio 1938-39 . . .		30 200 000
Proventi lordi	L.	160 500 000
Persone impiegate (all'incirca)		10 000
Valore degli impianti (all'incirca)	L.	650 000 000
Telefoni:		
Comuni dotati di servizio telefonico (comprendenti però 38 694 010 abitanti e cioè il 90% della popolazione del Regno)		5 500
Posti telefonici pubblici		17 500
Abbonati		500 000
Telefoni in servizio		700 000
Comunicazioni interurbane dell'esercizio 1938-39		38 000 000
Comunicazioni internazionali		1 700 000
Proventi lordi del servizio telefonico statale e sociale	L.	560 000 000
Valore degli impianti (all'incirca)	L.	4 300 000 000
Persone impiegate nel servizio telefonico		10 000

In merito alla situazione dei servizi cablografici e radiotelegrafici, nella relazione si ricorda come la rete dei cavi sottomarini, di proprietà dello Stato ed essenzialmente ma non esclusivamente volta a servizi di carattere interno e di collegamento con le colonie, aveva conseguito uno sviluppo di oltre 7500 km mentre la rete internazionale della Italcable raggiungeva circa 22 000 km, e collegava direttamente l'Italia con l'America del nord e del sud e con l'Europa settentrionale; in quest'ultima si era arrivati ad un traffico annuo di oltre 900 000 telegrammi, mentre con la rete radiotelegrafica che univa l'Italia con i principali paesi europei ed extraeuropei si era superato un traffico annuo di 120 000 telegrammi. Brevemente si tratteggia quindi la situazione degli impianti di radiodiffusione, i cui dati essenziali sono raccolti in una tabella ed in un grafico. Altre tabelle e altri grafici raccolgono in fine i dati relativi all'entità patrimoniale degli edifici e dei mezzi di

trasporto, comunque utilizzati dai vari enti statali e privati per i servizi di telecomunicazione. Edifici e mezzi di trasporto sono le parti che più hanno risentito delle distruzioni.

Per quanto concerne i danni di guerra, la relazione non effettua una vera e propria elencazione dei danni subiti (anche se in taluni casi ciò accade, come per esempio, per le amplificatrici del cavo nazionale), il che sarebbe stato del resto di scarso interesse, mentre avrebbe appesantito di molto la sua mole, ed indica invece la valutazione in lire 1939 dei danni subiti, che sono riepilogati nella tabella II.

TABELLA II. — *Riepilogo dei danni di guerra e delle spese previste per aggiornamento tecnico ed incremento degli impianti.*

(Tutti i prezzi indicati sono in lire 1939)

Servizi postali	33 015 000	50 000 000
Servizi telegrafici	244 794 000	250 000 000
Servizi telefonici dello Stato	329 000 000	200 000 000
Servizi telefonici in concessione . .	604 000 000	3 000 000 000
Servizi cablografici, ràdiotelegrafici e radiotelefonici dello Stato e in concessione	92 000 000	50 000 000
Servizi di radiodiffusione e televisione	60 000 000	35 000 000
Edifici	196 000 000	150 000 000
Mezzi di trasporto	58 600 000	50 000 000
Totale	1 617 409 000	3 785 000 000

Fra le notizie fornite, è da osservare: che per i servizi postali le devastazioni hanno colpito tutte le voci che compongono l'attrezzatura di un ufficio postale, mentre il servizio telegrafico ha risentito danni soprattutto alle linee aeree, in quanto gli uffici, anche a causa della loro deficiente attrezzatura, sono stati spesso risparmiati dalle distruzioni. I guasti alle linee sono stati assai ingenti quasi dappertutto, ed in alcune zone hanno raggiunto una percentuale elevatissima: del 90% nella zona di Cassino, del 77% in quella di Foggia, dell'80% a Sulmona e del 90% nell'Anconetano. In media si valuta (forse molto prudenzialmente) che sia andato distrutto il 30% della consistenza prebellica delle palificazioni.

Il cavo telefonico nazionale ha subito danni molto gravi, dovendosi lamentare la completa distruzione di dieci amplificatrici, il danneggiamento più o meno grave di una ventina, la distruzione di oltre cento punti di pupinizzazione ed il danneggiamento di molti altri, mentre il cavo, generalmente per il crollo dei ponti, è rimasto interrotto per una lunghezza, complessivamente, di oltre 50 km.

L'elencazione dei danni subiti dalle società concessionarie è alquanto succinta ed appare così meno evidente l'effettivo scompaginamento di questi servizi, ch'è stato di fatto notevolissimo e cui si è potuto rimediare

abbastanza rapidamente, soprattutto per la grande efficienza organizzativa delle società stesse. Nei servizi radioelettrici è specialmente notevole la distruzione pressochè completa della stazione radiotelegrafica di Coltano, mentre la Italcable ha dovuto lamentare la distruzione degli impianti di Anzio, terminali dei vari cavi transoceanici. Delle stazioni di radiodiffusione, 30 su 54 sono state distrutte od asportate; in molti casi sono state abbattute anche le torri degli aerei, mentre in altri sono stati asportati o danneggiati gli impianti di bassa frequenza.

La formulazione dello schema del piano di ricostruzione costituisce il cuore della relazione. Questo còmpito appare tutto dominato da un lato dall'urgente necessità di addivenire ad un profondo rimodernamento del servizio telegrafico, dall'altro dall'altrettanto improrogabile necessità di provvedere ad una unificazione dei vari servizi di telecomunicazione, finora dipendenti dalle diverse amministrazioni. Viene per ciò motivato ed espresso un caldo voto a quest'ultimo proposito.

Per quanto più partitamente concerne i vari servizi, così come sono oggi suddivisi, in merito alla riorganizzazione di quello telegrafico si enunziano le seguenti direttive fondamentali: minimo impiego di conduttori col massimo uso di apparecchiature per telegrafia a canali; utilizzazione di circuiti telefonici per effettuare le comunicazioni telegrafiche con centri secondari; introduzione su larga scala di apparati aritmici; « centralizzazione » delle comunicazioni telegrafiche; trasformazione degli uffici telegrafici, in modo da rendere possibile l'abolizione delle batterie di pile e d'accumulatori e la loro sostituzione con raddrizzatori (ed eventualmente gruppi elettrogeni); piano per l'attuazione del servizio telegrafico fra privati, sia urbano sia interurbano; logica ubicazione degli uffici telegrafici con riferimento a ragioni tecniche, e non — come attualmente — soltanto per il motivo dell'unione con gli uffici postali; riorganizzazione del servizio di manutenzione e riparazione dei guasti.

Per la rete telefonica interurbana, che si appoggia al cavo sotterraneo, si esaminano le varie possibilità d'incremento del numero dei circuiti nelle diverse tratte, partendo dal presupposto che l'attuale sistema di cavi, pur avendo subito gravi danni, sia tuttavia in grado di costituire ancora per un certo periodo la spina dorsale delle telecomunicazioni italiane. Si segnalano gli squilibri che in ogni modo deriveranno dal fatto, che mentre al sud di Napoli il cavo presenta ancora una larga possibilità di ampliamento nel numero dei circuiti per provvedere a notevoli aumenti del traffico, lo stesso non accade al nord, anche tenendo conto degli incrementi che si potranno avere nel numero dei circuiti nelle varie tratte, sia adottando pupinizzazione più leggera, sia dimezzandone il passo.

Non si esamina la possibilità dell'installazione di nuovi cavi, ma in un paragrafo a parte si fa cenno del ricorso a ponti radio, sia per le comunicazioni telefoniche sia per quelle telegrafiche: ci si basa sulle finora scarse notizie avute di analoghe applicazioni negli Stati Uniti

d'America, ma si segnala che già in Italia ci si era posto quel problema (in via di attuazione col collegamento Milano-Roma) e si riconosce come la natura montuosa del nostro Paese possa in taluni casi condurre a soluzioni molto interessanti, e come il sistema sembri senz'altro degno della massima attenzione per i collegamenti fra il continente e le isole ed in particolare con la Sardegna.

L'esposizione dei criteri relativi alla ricostruzione dei servizi telefonici in concessione è molto schematica e, si può aggiungere, reticente: è chiaro che l'argomento, anche affrontato in sede tecnica, sconfina facilmente in altri settori.

Le condizioni dei servizi cablografici e radiotelegrafici sono per necessità appena sfiorate: invero ogni previsione al riguardo era prematura alla data di preparazione della relazione (ottobre 1945) e tale è destinata a rimanere sinchè non sia precisato il nuovo statuto internazionale del nostro Paese. Anche la parte concernente la riorganizzazione dei servizi di radiodiffusione è necessariamente alquanto sommaria e vaga: infatti pure la riorganizzazione di questo importante servizio è dominata dalla preventiva risoluzione della sistemazione giuridica da dare all'ente di radiodiffusione: questione governata, prima che da ragioni tecniche, da motivi di carattere politico.

Un riepilogo delle spese previste per l'aggiornamento tecnico, lo sviluppo e l'incremento degli impianti è qui riportato nella seconda colonna della tabella II. Considerazioni di carattere strettamente finanziario sono contenute nell'ultimo capitolo della relazione: vi si esamina il modo di ripartire nel quinquennio le spese di ricostruzione, precedentemente preventivate, separando altresì le spese volte a riparare i danni di guerra da quelle necessarie per l'incremento e lo sviluppo degli impianti. Questo capitolo è stato sostanzialmente rimaneggiato in un supplemento pubblicato testè ([2]) per aggiornare e correggere alcuni dati e soprattutto per rivedere e migliorare i criteri di valutazione e ripartizione delle spese di ricostruzione.

Lo studio fondamentale, che porta la data del 1945, è stato forzatamente redatto con elementi raccolti, soprattutto per quanto riguarda l'alta Italia, in misura non del tutto completa, e contiene pertanto qualche dato suscettibile di revisione ed anche di correzione, ma fornisce del problema della ricostruzione delle telecomunicazioni un quadro, che si può assumere come sostanzialmente esatto. Per quanto ci consta è stato questo il primo studio nel quale, in forma ufficiale, si sia affrontato su basi concrete il problema della ricostruzione. Esso fornisce una traccia preziosa anche per la gran copia dei dati statistici, sparsi nelle 102 pagine di testo della relazione o raccolti in 23 tabelle e in 21 tavole fuori testo; ed offre una base sicura per una più elaborata ed approfondita disamina della questione.

([2]) MINISTERO DELLE POSTE E DELLE TELECOMUNICAZIONI: Piano quinquennale di ricostruzione: aggiunte e varianti al 1° giugno 1946 - Istituto Poligrafico dello Stato, Roma, 1946.

Il lavoro è stato compiuto sotto la direzione del Sottosegretario Fano, che sin dall'autunno 1943 ebbe il còmpito di dirigere e di organizzare il ripristino dei vari servizi di telecomunicazioni via via che l'Italia veniva liberata. Pertanto, anche per quanto riguarda i criteri di ricostruzione degli impianti e di riorganizzazione degli enti ad essi preposti, la relazione indirizza a soluzioni aderenti alla realtà viva, in quanto si può ritenere che esse scaturiscano direttamente dall'esperienza al di fuori di ogni dottrinarismo.

Nella parte finale, dedicata ai commenti ed alle conclusioni, si fa chiaramente presente come accanto al problema di ripristinare i servizi sino a riportarli alla situazione prebellica, opera che può dirsi in parte già in atto ed in parte anche già eseguita, si prospetti ora un non meno importante problema di radicale rinnovamento e riordinamento. Il punto centrale è quello della sistemazione da dare ai servizi telegrafici e telefonici, la cui attuale situazione, di suddivisione cioè fra lo Stato (con due amministrazioni distinte: una per i telegrafi ed una per i telefoni) e parecchie società concessionarie, appare antieconomica ed anche tecnicamente poco conveniente. Vengono nella relazione succintamente esposte le ragioni del disagio ed il modo di ovviarvi, concludendo che s'impone una radicale soluzione: e si precisa che « o, modificando radicalmente i sistemi attualmente usati dal servizio telegrafico, viene ingaggiata la competizione coi telefoni e con enormi spese di riorganizzazione si cerca di conseguire favorevoli risultati come quelli ottenuti dal servizio telegrafico negli Stati Uniti d'America; ovvero, in maniera meno onerosa e complessa, si cerca di trovarne la soluzione economico-finanziaria nell'abbinamento del servizio telegrafico e telefonico ». Il che può avvenire o con una convenzione supplementare con le società concessionarie, o con la costituzione di un unico grande ente parastatale accentrante i servizi telegrafici e telefonici, ovvero ancora con la costituzione di un grande ente privato di carattere industriale che svolga codeste attività.

Anche per i servizi cablografici e radiotelegrafici, si richiede un riesame della loro situazione, ma soprattutto interessante e controverso si presenta il problema dei servizi di radiodiffusione e televisione, per i quali, indipendentemente dai criteri direttivi di ordine tecnico, si presenta il quesito, per molte ragioni importante, se l'attuale società concessionaria, la R.A.I., dovrà essere mantenuta come società privata, oppure ad essa sarà dato carattere e figura di ente morale di diritto pubblico, oppure se questi servizi saranno addirittura resi statali.

È chiaro come a molte di queste domande non si possa trovare la risposta in una relazione pur ufficialmente redatta da un Ministero, in quanto essa dipende da orientamenti di carattere squisitamente politico, che soltanto il Governo nel suo complesso può precisare.

La relazione che il Ministro Scelba, nella prefazione, indica come base di studio per tutti i tecnici italiani — invitati ad esprimere il loro

avviso, del quale si promette di tenere il massimo conto nelle elaborazioni definitive — termina a sua volta con un appello al Governo affinchè i criteri generali vengano sollecitamente e con fermezza precisati: evitando quella politica incerta o non ben definita, che, « oltre a rendere impossibile la seria impostazione di alcuna opera ricostruttiva, comporta inevitabilmente un vano dispendio di energie, di capitali e di opere, e una erronea impostazione organizzativa non facilmente sormontabile in un prossimo domani ». *An. Gi.*

***

Centro nazionale di studi delle telecomunicazioni (C. N. E. T.) in Francia. — Questo nuovo ente (1) costituisce una specie di federazione dei mezzi di ricerca, prima suddivisi alle dipendenze di sei Ministeri differenti: Poste Telegrafi e Telefoni, Guerra, Marina, Aria, Colonie, Informazioni.

Ciascun ministero vi dispone di una sezione di studi particolari per le questioni strettamente pertinenti; i temi comuni, di portata generale, sono trattati dal reparto tecnico competente di uno dei tre « laboratori » comuni: il Laboratorio Nazionale di Radioelettricità, il Laboratorio di Applicazioni Generali delle Telecomunicazioni, il Laboratorio di Acustica; questi tre istituti, oltre ai servizi di carattere generale (amministrazione, officine, documentazione, ricerche matematiche) e il coordinamento delle varie attività, ad evitare i doppioni, sono sotto la diretta autorità del Direttore del C. N. E .T.

Il Comitato per il Coordinamento delle Telecomunicazioni Imperiali funge da consiglio di amministrazione per il Centro, al cui finanziamento provvede il Ministero P. T. T. anticipando le spese per un intero esercizio; alla fine di questo l'ammontare viene ripartito tra i diversi ministeri in proporzione con l'importanza dei lavori effettuati per conto di ciascuno.

Il C. N. E. T. lavora in collegamento con i laboratori di ricerca pura, anche se dedicati ad altri campi della scienza (chimica, ad esempio); il coordinamento è effettuato dal Centro Nazionale per la Ricerca Scientifica. Si tiene anche in rapporto con i grandi laboratori privati delle principali ditte industriali.

Il nuovo ente è stato creato con ordinanza del 29 gennaio 1945 e l'attuazione pratica è stata accelerata al massimo. Già circa duecento ricerche sono state intraprese o poste in programma; qualcuna è giunta a conclusione e ha avuto importanti applicazioni pratiche (per esempio, un sistema a correnti portanti a sei canali). *N. L. B.*

(1) Bull. techn. T. T. Suisses, 1946, XXIV, p. 186.

Vol. XV Dicembre 1946 N. 4

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

L'auteur décrit un système de modulation utilisant un modulateur en classe B et un étage final d'haute fréquence en classe C, qui sont couplés au moyen de deux inductances fonctionnant comme autotransformateurs, de sorte que la charge vient couplée directement sur les anodes des tubes modulateurs. Ce système ayant l'avantage d'éliminer le transformateur de modulation qui, surtout pour les grandes puissances, est de construction très difficile, consent en outre l'usage de très forts degrés de réaction négative, ce qui permet de réaliser des postes émetteurs à haut rendement avec des caractéristiques de fidélité exceptionnellement bonnes.

On montre qu'avec une seule pentode, convenablement choisie, il est possible de transformer une tension sinusoïdale en tension rectangulaire. On explique le fonctionnement du circuit employé, sur la base des caractéristiques de la pentode. On précise quelles sont les principales déformations possibles de la tension rectangulaire, on étudie leurs causes et les moyens pour les réduire.

On étudie pour un oscillographe polaire l'erreur dans la mesure du temps lorsque la base présente une ellipticité. On examine les causes de l'ellipticité, qui se réduisent à une erreur d'amplitude et à une erreur de phase. Dans le cas de déviation électrostatique on étudie tous les possibles variateurs de phase à pont qu'on peut construir avec des bras constitués par une seule résistance ou par une réactance pure. Ceux-ci résultent en nombre de 15, et pour chacun d'eux on a calculé les variations d'amplitude et de phase dues à l'instabilité de la fréquence d'alimentation. Après avoir choisi les quatre circuits plus favorables en pratique, on calcule pour chacun d'eux

l'aplatissement de l'ellipse base des temps dû à défauts des circuits ou à des variations de température.

CONTENTS

INHALT

werden alle möglichen Brückenvariatoren untersucht, die sich mit Armen aus einem einzigen Widerstand oder einer reinen Reaktanz bilden lassen. Für diese ergeben sich 15 mögliche Schaltungen, für welche die von der Unbeständigkeit der Speisefrequenz verursachten Amplituden- und Phasenabweichungen berechnet werden. Nach Auswahl der praktisch günstigsten vier Schaltungen, wird für iede von ihnen die durch Mängel der Schaltungen oder Temperaturschwankungen bedingte Abplättung der Zeitmessungsellipse berechnet.



PROF. A. BARBAGELATA, *Direttore responsabile* - Pubblic. autorizzata P 82 A. P. B.
Stabilimento Tipografico AJANI GIOVANNI & CANALE GIACOMO - Corso S. Maurizio 42-A - TORINO


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma






Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma